

Revista "Miniwatt"

Vol. 18 - Núm. 1

50 Ptas.

Transistores BC 549B para etapas de entrada de audio de bajo ruido

REVISTA "Miniwatt"



VOLUMEN 18 - Número 1

ENERO 1978

INDICE

PUBLICADA POR COMPAÑIA DE PRODUCTOS ELECTRONICOS "COPRESA", S. A.

SUSCRIPCION ANUAL (11 números). . . . 450 Ptas.
GASTOS ENVIO CONTRA-REEMBOLSO . 30 Ptas.
CAMBIO DOMICILIO . . . . 25 Ptas.

Depósito Legal: B.18.387-61

GRAFESA - Nápoles, 249 - Barcelona

Funcionamiento seguro de los transistores de potencia

Este artículo describe y justifica los cuatro límites del área de funcionamiento de seguridad (SOAR) de los transistores de potencia. Se estudia el SOAR de los transistores de potencia por los que circula corriente contínua porque es la base de la que se deriva el SOAR para otras condiciones. Se considera el funcionamiento intermitente, y el método para obtener el SOAR para cualquier tipo de forma de onda y se examinan las ampliaciones del SOAR para altas tensiones. Se hace un tratamiento extenso de la disipación de calor y de la forma de obtener el radiador adecuado. Finalmente, se proporciona un diagrama de flujo que se puede utilizar para comprobar si el transistor elegido es adecuado para una determinada aplicación.
Si se desea más información acerca de este tema consultar "Revista Miniwatt", volumen 14, número 11 y volumen 15, número 7.

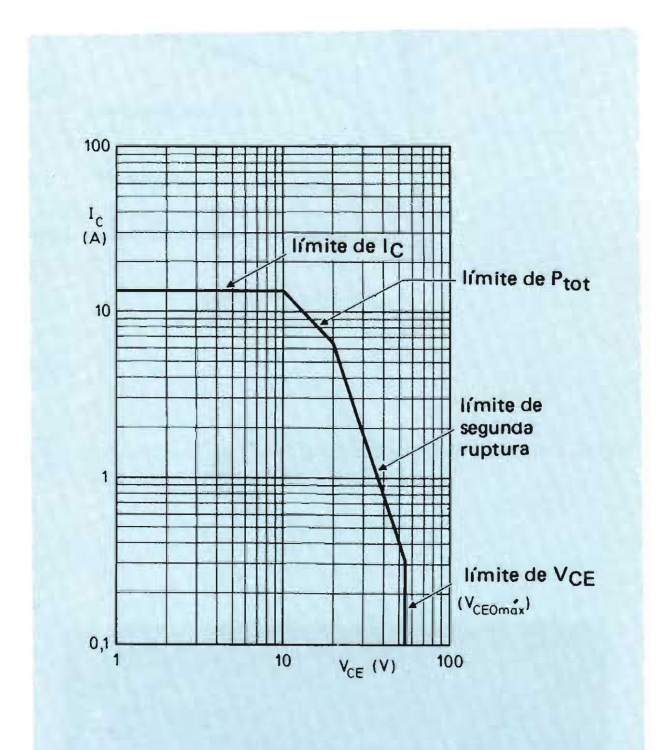


Figura 1. Diagrama SOAR típico con indicación de los límites.

INTRODUCCION

Las principales características de los transistores de potencia están basadas en los valores máximos de corriente, tensión y potencia y temperatura. La cuarta restricción principal en el funcionamiento de los transistores de potencia es el fenómeno conocido por segunda ruptura.

Como ayuda al diseñador de circuitos, los datos que se publican incluyen las áreas de funcionamiento seguro para todos los tipos de transistores. El área de seguridad (SOAR) es una gráfica de la corriente de colector en función de la tensión colector-emisor, dibujada en una escala doble logarítmica y que tiene cuatro límites: la corriente, la tensión, la potencia y los límites de segunda

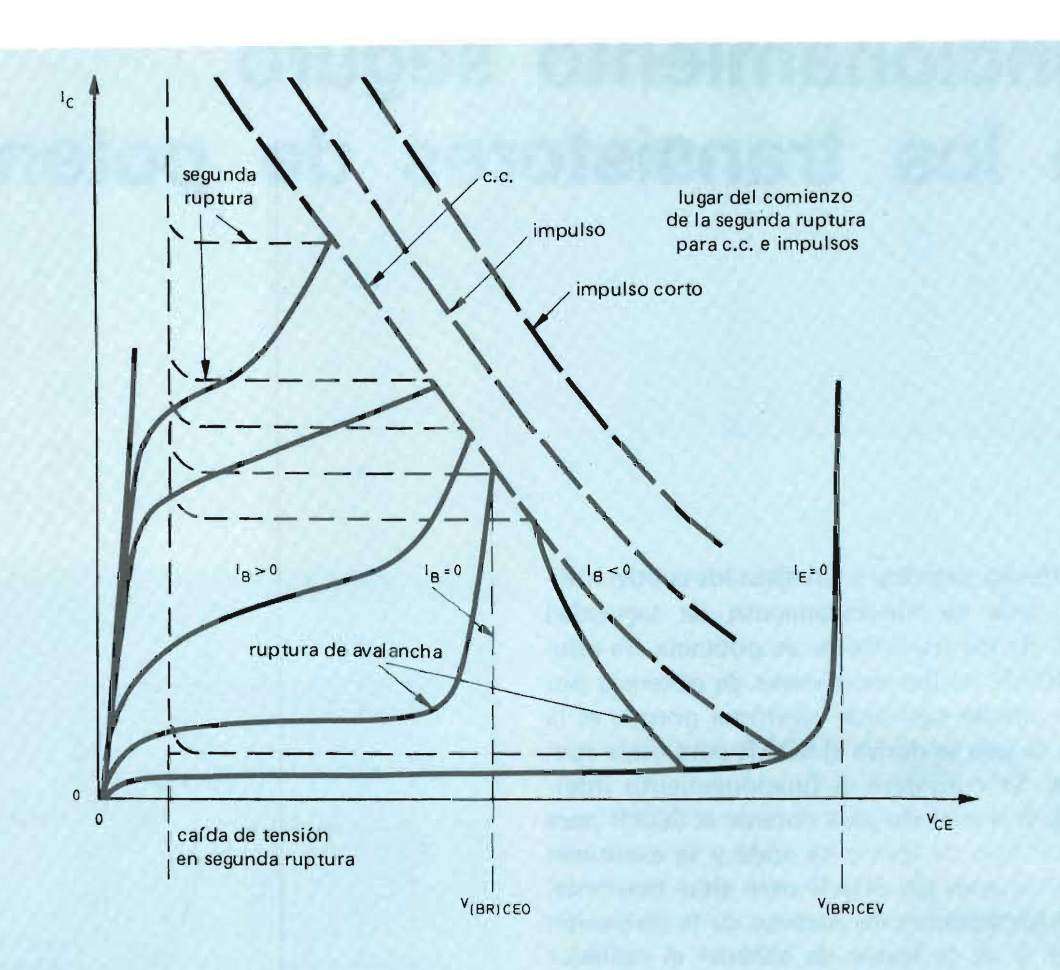


Figura 2. Familia de características I_C/V_{CE}. La ruptura por avalancha se caracteriza por un repentino cambio en las características y la segunda ruptura por una caída extremadamente rápida de la tensión.

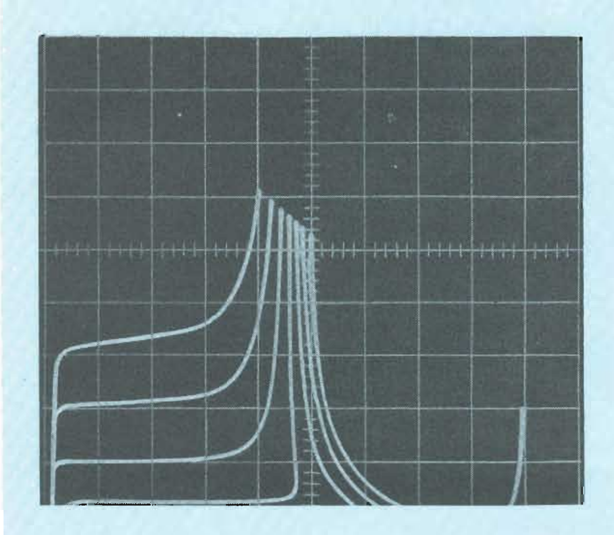


Figura 3. Primera ruptura.

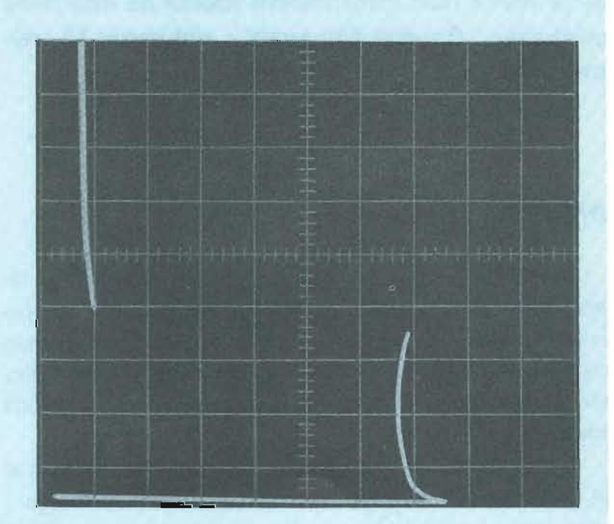


Figura 4. Segunda ruptura; la trayectoria real de la ruptura no es visible debido a la elevada velocidad a la que se produce la segunda ruptura (< 100 ns).

ruptura, véase la figura 1. La comprensión de la forma de obtener las áreas de funcionamiento seguro no solamente ayudan al diseñador de circuitos a utilizarlas, sino que también le permite adaptarlas a su circunstancia particular.

En la tabla 1 se dan las definiciones de los términos utilizados en este artículo.

RUPTURA POR AVALANCHA

Si se hace funcionar un transistor con una baja corriente de colector, de forma que $I_C V_{CE} \ll P_{tot\ máx}$, y si V_{CE} aumenta entonces progresivamente, se producirá un repentino aumento de la corriente de colector para una determinada tensión, como muestra la figura 2. Este fenómeno es conocido como avalancha o primera ruptura y es debido a que los portadores de carga llegan a la capa de empobrecimiento con suficiente energía media como para liberar un par de portadores secundarios. Este efecto es acumulativo y da lugar a una descarga automantenida.

La ruptura por avalancha no es normalmente un fenómeno destructivo siempre que la corriente (y por tanto la disipación de potencia) permanezca baja.

SEGUNDA RUPTURA

Si se permite que la corriente aumente sin límite después de la ruptura por avalancha, se observa una segunda ruptura. Como muestra la figura 2, ésta se reconoce por una repentina inversión de la característica I_C/V_{CE} y normalmente daña al transistor. La segunda ruptura es producida por un área de elevada densidad de corriente en cualquier lugar del chip del transistor. Esta elevada densidad de corriente da lugar a una región de excesiva temperatura que puede producir una modificación de la distribución de impurezas o incluso la fusión local de la unión. El lugar del gráfico correspondiente al comienzo de la segunda ruptura para funcionamiento de impulsos se desplaza hacia valores más elevados de la disipación de colector debido a la finita capacidad térmica de los transistores. Las figuras 3 y 4 muestran oscilogramas de transistores que entran en avalancha y segunda ruptura.

Existen dos formas distintas del mecanismo de ruptura que pueden conducir a segunda ruptura. La máxima tensión colector-emisor $V_{CEO\ máx}$ permisible se elige de forma que no se produzca avalancha por debajo de esta tensión. Así, por debajo de $V_{CEO\ máx}$ la segunda ruptura es provocada térmicamente. Por el contrario, por encima de $V_{CEO\ máx}$ la segunda ruptura generalmente es provocada totalmente por avalancha o primera ruptura. En "Revista Miniwatt", Vol. 14, N.º 11 se estudian con más detalle los mecanismos de segunda ruptura.

LIMITES DEL SOAR

A continuación se estudian los cuatro límites del área de funcionamiento seguro y las medidas que toman los fabricantes para asegurar que los transistores de potencia funcionan adecuadamente dentro de los límites señalados.

El límite de la corriente de colector

La máxima corriente de colector $I_{C\ máx}$ es uno de los límites del área de funcionamiento seguro. El valor del límite de la corriente depende de la estructura del transistor y está limitada por uno o más de los siguientes factores:

1) la capacidad de manejo de potencia del sistema de conducción de corriente (por ejemplo, los conductores de conexión o la metalización del emisor);
2) las dimensiones de las regiones de base y emisor;
3) el tamaño del chip.

La calidad de la producción se asegura mediante pruebas que se efectúan en muestras obtenidas regularmente. Estas comprobaciones han sido pensadas para que pongan de manifiesto cualquier deterioro de la capacidad de transportar corriente. Los elementos se comprueban a una corriente igual o superior a I_C durante varios miles de horas y los resultados obtenidos se utilizan para observar la vida media del dispositivo.

Los transistores específicamente diseñados para conmutar la corriente de cargas fuertemente inductivas tales como relés pueden tener un límite determinado de la corriente de colector en función de la inductancia de la carga o de la energía de la carga para valores determinados de la resistencia de base y de la tensión base-colector.

El límite de tensión colector-emisor

La máxima tensión colector-emisor $V_{CEO\ máx}$ es otro de los límites del área de funcionamiento seguro. No se debe exceder normalmente este límite si se quiere evitar la segunda ruptura. El límite de tensión colector-emisor está fijado por el diseño del transistor y está determinado por las dimensiones y el dopado de la estructura del dispositivo. Se comprueba en todos los transistores de potencia durante el proceso de fabricación por medio de equipos de prueba automáticos programables.

El área de funcionamiento seguro de transistores diseñados para ser utilizados en aplicaciones de conmutación con una carga inductiva pueden tener límites de la tensión colector-emisor más amplios. Esto permite el funcionamiento por encima de $V_{CEO\ máx}$ durante tiempos determinados y bajo determinadas condiciones de la ten-

sión base-emisor, corriente de colector y resistencia base-emisor. Se debe tener mucho cuidado si la energía de una carga inductiva ha de ser disipada en un transistor de potencia.

El límite de disipación de potencia

La máxima disipación de potencia admisible es el tercer límite del área de funcionamiento seguro de los transistores de potencia. La disipación de potencia produce un aumento de la temperatura de la unión que a la vez hace que se produzcan cambios químicos y metalúrgicos. La velocidad a la que se producen estos cambios es exponencial respecto a la temperatura y por lo tanto el funcionamiento prolongado de un transistor de potencia por encima de su límite de temperatura de unión da lugar a una reducción de la vida. El funcionamiento de un dispositivo a, o por debajo, de su valor límite de disipación de potencia (junto con un tratamiento adecuado de las resistencias térmicas asociadas al dispositivo) asegura que los valores límite de la temperatura de unión no se exceden.

El valor de $P_{tot\ máx}$ depende de la estructura del transistor y, como $I_{C\ máx}$, se comprueba sometiendo partidas de muestras a prolongadas disipaciones o ciclos de potencia a, o, alrededor del valor límite. Debido a que la temperatura depende de la naturaleza de los efectos de disipación de potencia, es posible idear procedimientos de prueba acelerados que sean adecuados para valorar la vida útil. Además, los dispositivos son comprobados bajo una o las dos siguientes condiciones:

1) para la combinación de tensión y corriente en la que el límite de $P_{tot\ máx}$ corta al límite de segunda ruptura;
2) a la máxima V_{CE} admisible para $I_{C\ máx}$.

Durante el proceso de fabricación, se prueba la resistencia térmica de todos los transistores de potencia. Esta prueba se efectúa para valores de tensión y corriente correspondientes al límite del área de funcionamiento seguro. Así pues, el valor de la resistencia térmica que se especifica en los datos publicados es un valor máximo garantizado ya que la resistencia térmica baja cuando el punto de funcionamiento se desplaza hacia valores inferiores de tensión y corriente.

Disipación contínua de potencia

La disipación total de potencia en un transistor P_{tot} se puede calcular de la siguiente manera:

$$P_{tot} = I_C V_{CE} + I_B V_{BE}. \qquad \ldots(1)$$

La disipación en la base normalmente se puede despreciar de forma que:

$$P_{tot} \simeq I_C V_{CE}. \qquad \ldots(2)$$

El calor disipado en la unión base-colector circula a través de la resistencia térmica entre la unión y la base de montaje $R_{th\ j\text{-}mb}$. El circuito térmico equivalente de la figura 5 muestra este flujo de calor; P_{tot} puede ser considerado como una corriente térmica y la diferencia de temperatura entre la unión y la base de montaje $\Delta T_{j\text{-}mb}$ como una tensión térmica. Por analogía con la ley de Ohm se cumple que:

$$P_{tot} = \frac{T_j - T_{mb}}{R_{th\ j\text{-}mb}}. \qquad \ldots(3)$$

La figura 6 muestra la dependencia de la disipación de potencia máxima con la temperatura de la base de montaje. El valor de $P_{tot\ máx}$ está limitado por la máxima diferencia de temperatura:

$$\Delta T_{j\text{-}mb\ máx} = T_{j\ máx} - T_{mb\ K}, \qquad \ldots(4)$$

o por la máxima temperatura de unión $T_{j\ máx}$ ($T_{mb\ K}$ es el valor de T_{mb} por encima de la cual la máxima disipación de potencia debe ser reducida para mantener el punto de funcionamiento dentro del SOAR).

En el primer caso, $T_{mb} \ll T_{mb\ K}$, y:

$$P_{tot\ máx\ K} = \frac{\Delta T_{j\text{-}mb\ máx}}{R_{th\ j\text{-}mb}}; \qquad \ldots(5)$$

es decir, la disipación de potencia tiene un valor límite fijo ($P_{tot\ máx\ K}$ es la disipación máxima de potencia en c.c. por debajo de $T_{mb\ K}$). Si el transistor es sometido a una temperatura de la base de montaje T_{mb1}, su temperatura de unión será inferior a $T_{j\ máx}$ en una cantidad igual a ($T_{mb} - T_{mb1}$) como muestra la línea de trazos de la figura 6.

En el segundo caso, $T_{mb} > T_{mb\ K}$, y:

$$P_{tot\ máx} = \frac{T_{j\ máx} - T_{mb}}{R_{th\ j\text{-}mb}}; \qquad \ldots(6)$$

es decir, la disipación de potencia debe reducirse cuando la temperatura de la base de montaje aumenta a lo largo de la línea recta ascendente de la figura 6. La ecuación (6) muestra que la más baja resistencia térmica $R_{th\ j\text{-}mb}$ hace que aumente la pendiente de la línea. En este caso, T_{mb} es la máxima temperatura de la base de montaje que se puede presentar en funcionamiento.

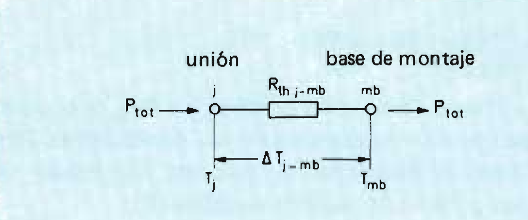


Figura 5. Transporte de calor en un transistor con disipación constante de potencia con respecto al tiempo.

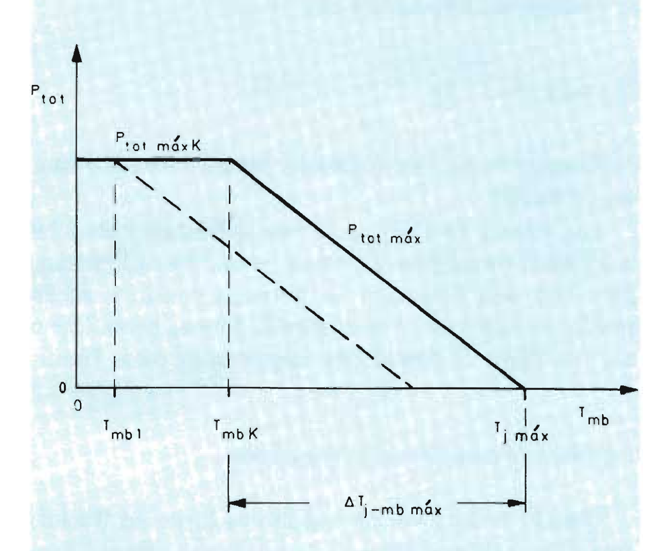


Figura 6. Máxima disipación de potencia en c.c. en un transistor en función de la temperatura de la base de montaje.

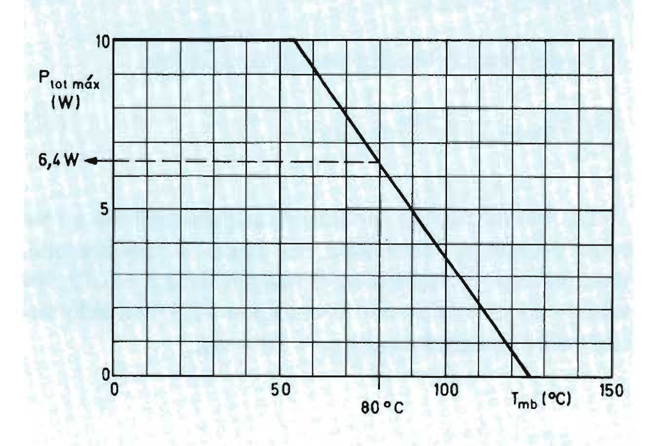


Figura 7. Ejemplo de la forma de determinar la máxima disipación de potencia.

Ejemplo 1

Para un determinado transistor, se tienen los siguientes datos:

$P_{tot\ máx\ K}$ = 10W

$T_{j\ máx}$ = 125°C

$R_{th\ j\text{-}mb}$ ⩽ 7°C/W

Se desea conocer la máxima disipación de potencia admisible para un funcionamiento contínuo a una temperatura máxima de la base de montaje de T_{mb} = 80°C.

Obsérvese que el valor máximo de T_{mb} se ha elegido mucho mayor que la temperatura ambiente máxima para evitar que sea necesario un radiador excesivamente grande.

De la ecuación 6 se obtiene que:

$$P_{tot\ máx} = \frac{125 - 80}{7}\ W,$$

$$= 6{,}4W.$$

Siempre que el transistor funcione dentro de los límites SOAR, este valor es tolerable ya que está por debajo de $P_{tot\ máx\ K}$. Se puede obtener el mismo resultado gráficamente a partir del diagrama de $P_{tot\ máx}$ (figura 7) del transistor que se estudia.

Disipación de potencia con impulsos rectangulares

Cuando un transistor de potencia es sometido a una carga intermitente, se permite mayor disipación máxima de potencia. Los materiales que constituyen un transistor de potencia tienen una capacidad térmica definida y por lo tanto la temperatura crítica de la unión no será alcanzada instantáneamente, incluso cuando se disipe en el dispositivo una potencia excesiva.

Este efecto se estudia con detalle más adelante, pero, en general, cuanto más corto es el impulso y más baja la frecuencia, más baja es la temperatura que alcanza la unión. Por analogía con la ecuación (3) se obtiene que:

$$P_{tot\ M} = \frac{T_j - T_{mb}}{Z_{th\ j\text{-}mb}}, \qquad \ldots(7)$$

donde $Z_{th\ j\text{-}mb}$ es la impedancia térmica transitoria entre la unión la base de montaje del dispositivo. Esta depende de la duración del impulso t_p y del factor de trabajo δ, donde:

$$\delta = t_p/T, \qquad \ldots(8)$$

y T es el período del impulso. La figura 8 muestra una

típica familia de curvas de la impedancia térmica en función de la duración del impulso, con el factor de trabajo como parámetro.

La máxima disipación de potencia del impulso está limitada también por la diferencia de temperatura máxima $\Delta T_{j\text{-}mb\ máx}$ (ecuación 4) y por la temperatura máxima de la unión $T_{j\ máx}$, y por analogía con las ecuaciones (5) y (6):

$$P_{tot\ M\ máx\ K} = \frac{\Delta T_{j\text{-}mb\ máx}}{Z_{th\ j\text{-}mb}}, \qquad \ldots(9)$$

cuando $T_{mb} \leqslant T_{mb\ K}$, y:

$$P_{tot\ M\ máx} = \frac{T_{j\ máx} - T_{mb}}{Z_{th\ j\text{-}mb}}, \qquad \ldots(10)$$

cuando $T_{mb} > T_{mb\ K}$. Es decir, por debajo de la temperatura de la base de montaje $T_{mb\ K}$, la máxima disipación de potencia tiene un valor límite fijo; por encima de $T_{mb\ K}$, la disipación de potencia debe disminuir linealmente con el aumento de la temperatura de la base de montaje.

Ejemplo 2

Para un determinado transistor, los datos y las condiciones de funcionamiento son las siguientes:

$T_{j\ máx}$	$= 125°C$	T_{mb}	$= 75°C$
$T_{mb\ K}$	$= 55°C$	t_p	$= 0{,}1ms$
$Z_{th\ j\text{-}mb}$ como en Fig. 8		δ	$= 0{,}2$

Se desea conocer la máxima disipación de potencia del impulso rectangular. La figura 8 da $Z_{th\ j\text{-}mb} = 2{,}5°C/W$ y como $T_{mb} > T_{mb\ K}$, se aplica la ecuación (10). Por tanto:

$$P_{tot\ M\ máx} = \frac{125 - 75}{2{,}5} = 20W.$$

Ejemplo 3

Se desea conocer la máxima temperatura de la base de montaje del transistor del ejemplo anterior funcionando con la misma disipación de potencia, pero t_p = 1 ms y $\delta = 0{,}5$.

La figura 8 da $Z_{th\ j\text{-}mb} = 5{,}2°C/W$ y despejando de la ecuación (10) se obtiene:

$$T_{mb} = T_{j\ máx} - P_{tot\ M\ máx} \cdot Z_{th\ j\text{-}mb},$$

de modo que:

$$T_{mb} = (125 - 20 \times 5{,}2) = 21°C.$$

Sin embargo, este valor es inferior a $T_{mb\ K}$ y como consecuencia este funcionamiento no es permisible. Hay que reducir la disipación de potencia por debajo de $P_{tot\ M\ máx\ K}$; es decir, según la ecuación (9):

$$P_{tot\ M} \leqslant \frac{125 - 55}{5{,}2} = 13{,}5W.$$

Como alternativa, t_p o δ (o ambos) deben reducirse de modo que, utilizando la ecuación (9) y la figura 8 se obtenga una impedancia de:

$$Z_{th\ j\text{-}mb} \leqslant \frac{125 - 55}{20} = 3{,}5°C/W$$

Naturalmente, hay que considerar también los otros límites del SOAR.

Los valores de $Z_{th\ j\text{-}mb}$ no son solamente aplicables a impulsos rectangulares simples; se pueden utilizar también con una disipación de potencia contínua superpuesta, o con curvas de cualquier forma, periódicas o no. La figura 9 ilustra tres importantes casos límite.

Impulsos de corta duración (figura 9a)

Cuando la duración del impulso es corta, las fluctuaciones de la temperatura de la unión son despreciables debido a la capacidad térmica interna del transistor. Como consecuencia, el único factor a considerar es el caldeo de la unión debido a la disipación media de potencia, es decir:

$$P_{tot(av)} = \delta P_{tot\ M}. \qquad \ldots(11)$$

La impedancia térmica transitoria es ahora:

$$\lim_{t_p \to 0} Z_{th\ j\text{-}mb} = \delta R_{th\ j\text{-}mb}. \qquad \ldots(12)$$

Las curvas $Z_{th\ j\text{-}mb}$ se acercan asintóticamente a este valor cuando t_p disminuye. La figura 8 muestra que, para factores de trabajo en el margen de 0,2 a 0,75, los valores límite dados por la ecuación (12) han sido virtualmente alcanzados para $t_p = 10^{-3}$ ms.

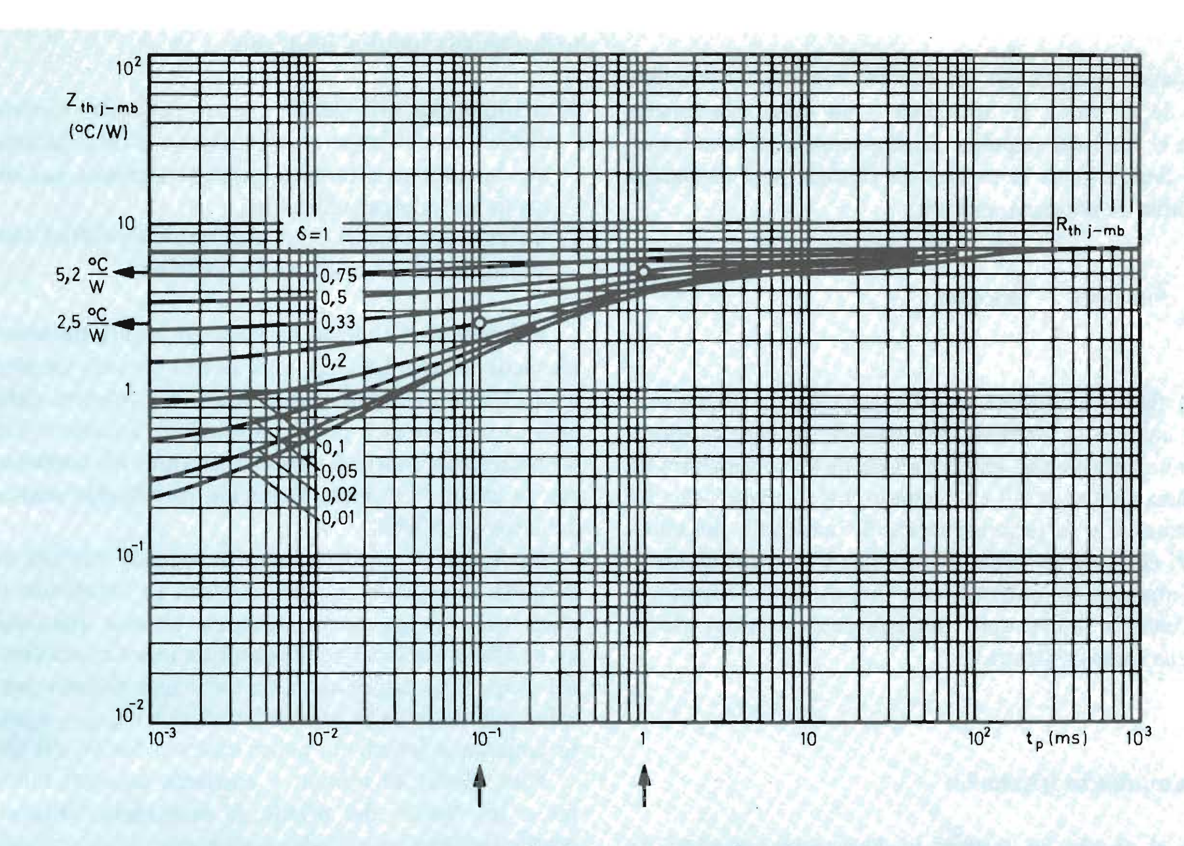


Figura 8. Ejemplo de representación de la impedancia térmica transitoria en función de la duración del impulso con el factor de trabajo como parámetro.

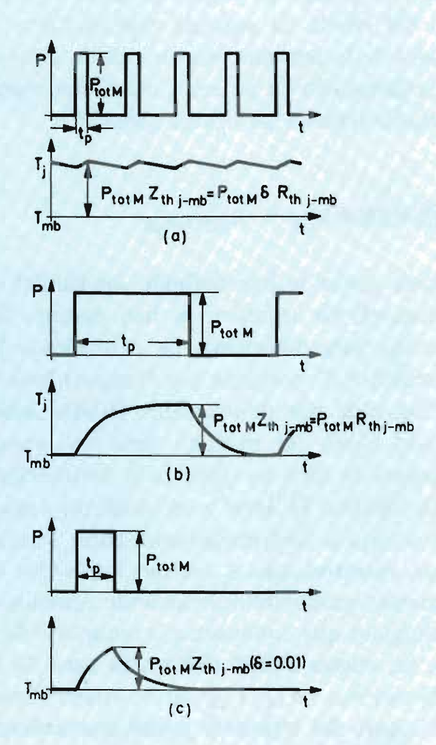


Figura 9. Tres casos límite de cargas de impulsos rectangulares: (a) impulsos de corta duración; (b) impulsos de larga duración; (c) impulso único.

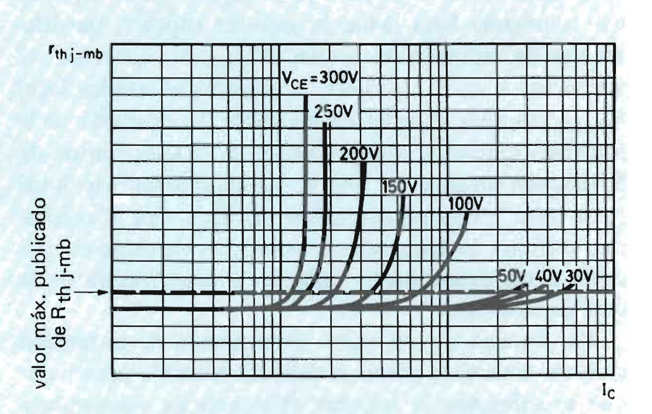


Figura 10. Definición del límite de segunda ruptura.

Impulsos de larga duración (figura 9b)

Cuando la duración del impulso aumenta, la temperatura de la unión se aproxima a un valor estacionario hacia el final del impulso. La impedancia térmica transitoria tiende hacia la resistencia térmica para disipación contínua de potencia, es decir:

$$\lim_{t_p \to \infty} Z_{th\ j\text{-}mb} = R_{th\ j\text{-}mb}. \quad \ldots (13)$$

La figura 8 muestra que $Z_{th\ j\text{-}mb}$ se aproxima a este valor cuando t_p aumenta. En general, los efectos térmicos transitorios cesan en la mayoría de los transistores de potencia dentro de 0,1 a 1 segundo. Este tiempo depende del material y de la construcción de la cápsula, del tamaño del chip, de la forma de montaje y de otros factores. Los impulsos de potencia con una duración superior a este tiempo tienen aproximadamente el mismo efecto que una carga contínua.

Impulsos únicos (figura 9c)

Si el factor de trabajo se hace muy pequeño, la unión tiende a enfriarse completamente entre impulsos de forma que cada impulso puede ser considerado individualmente. Cuando se consideran impulsos únicos, los valores de $Z_{th\ j\text{-}mb}$ correspondientes a $\delta = 0{,}01$ (figura 8) dan resultados suficientemente precisos.

El límite de segunda ruptura

La segunda ruptura es producida por un área de elevada densidad de corriente en cualquier parte del chip del transistor. Para evitar la segunda ruptura, las diferencias de temperatura locales $\Delta T_{j\text{-}mb}$ no deberían ser superiores a 16°C; es decir, la resistencia térmica local $r_{th\ j\text{-}mb}$ no debe exceder cierto límite. La aparición de la segunda ruptura es independiente de la temperatura de la base de montaje ya que el sobrecalentamiento local tiene lugar independientemente de T_{mb}. Por el contrario, el límite de disipación de potencia solamente es aplicable a un determinado valor de la temperatura de la base de montaje.

Por encima de un valor determinado de la tensión colector-emisor, la potencia debe ser reducida para evitar que se sobrepase la máxima diferencia de temperatura local. Esta reducción de la potencia forma el cuarto límite del SOAR, llamado límite de segunda ruptura que completa el área de funcionamiento seguro de los transistores de potencia.

Se utilizan dos criterios diferentes para definir el límite de segunda ruptura. Estos son:

1) el límite por encima del cual se producen excesivas diferencias de temperatura locales en el chip, haciendo que la resistencia térmica aparente aumente por encima de los valores publicados;
2) el límite por encima del cual el transistor sufrirá daños que afectarán a su vida media esperada.

La segunda definición no tiene en cuenta los efectos térmicos dentro del chip, y de hecho permite un cierto grado de sobrecalentamiento local. La primera definición es más severa y por lo tanto ofrece un mayor grado de protección contra la segunda ruptura. En consecuencia, se utiliza la primera definición para la gran mayoría de datos del SOAR.

La figura 10 muestra como la segunda ruptura está definida de acuerdo con este criterio. La resistencia térmica local $r_{th\ j\text{-}mb}$ es la resistencia térmica que resulta de la diferencia local de temperatura más elevada dentro del chip, y $r_{th\ j\text{-}mb}$ alcanza un valor más elevado que el valor publicado de la resistencia térmica $R_{th\ j\text{-}mb}$ cuando se empieza a formar un punto caliente dentro del chip.

Para valores de tensión y corriente bastante inferiores a los límites del SOAR, la resistencia térmica es mucho más baja que el valor publicado.

Obsérvese que la temperatura de la unión disminuye cuando el punto de funcionamiento se desplaza a lo largo del límite de segunda ruptura hacia valores más elevados de la tensión colector-emisor. Esto es debido a que la disipación de potencia disminuye mientras que la resistencia térmica permanece constante.

SOAR PARA $V_{CE} < V_{CEO\ máx}$

Hasta ahora se han definido los límites del área de funcionamiento seguro y se han descrito los métodos utilizados para determinar las condiciones límite. Para un transistor de potencia que funciona bajo condiciones estables, cada uno de los cuatro límites deberá ser considerado como un máximo absoluto, aunque superar cualquiera de ellos no significa la destrucción inmediata del dispositivo. El llevar a un transistor a segunda ruptura provocará la destrucción inmediata, o por lo menos lo dañará, mientras que el exceder los límites de potencia o corriente producirá normalmente cambios químicos o metalúrgicos que conducen a la reducción de la vida. Así pues, las curvas SOAR definen la zona de las posibles combinaciones de I_C/V_{CE} en las cuales el punto de funcionamiento del transistor puede permanecer en las peores condiciones posibles.

Antes de que una curva del SOAR pueda utilizarse como una ayuda al diseño del circuito, normalmente tiene que ser modificada para que cumpla las condiciones

de funcionamiento que va a experimentar. Además, un procedimiento de modificación puede y debe ser utilizado con los transistores de potencia en todas las aplicaciones. El diseñador de circuitos es entonces capaz de asegurar un compromiso razonable entre el costo del dispositivo de potencia y las tolerancias de los componentes, mientras que llega a un buen diseño digno de confianza.

SOAR para c.c.

El área de funcionamiento seguro válida para el funcionamiento en c.c. constituye la base de las otras áreas de funcionamiento. La figura 11 muestra un ejemplo de este tipo de funcionamiento. Los límites individuales que forman el área de funcionamiento serán ahora considerados con más detalle.

Para valores *pequeños* de la corriente de colector, la línea vertical representa la máxima tensión colector-emisor con la base en circuito abierto ($V_{CEO\ máx}$). Esto evita el funcionamiento del transistor en el área en la que se puede presentar ruptura por avalancha (véase la figura 2). Este límite se aplica solamente hasta cierta corriente de colector (unos 0,33 A en la figura 11). Al aumentar la corriente de colector aún más, debe disminuir la tensión colector-emisor para evitar la aparición de la segunda ruptura. Esta reducción de la tensión es una línea recta (de pendiente negativa) en una escala doble logarítmica. El valor de esta pendiente es mayor que la unidad; es decir, la disipación de potencia de colector ($V_{CE}\ I_C$) aumenta al disminuir la tensión colector-emisor. Este límite es independiente de la temperatura de la base de montaje.

Si la corriente de colector aumenta a lo largo del límite de segunda ruptura, se puede alcanzar un punto en el que se alcanza la máxima disipación de potencia (a I_C = 6,4 A en la figura 11). Si I_C aumenta todavía más, hay que reducir V_{CE} para mantener $P_{tot\ máx}$ constante, es decir, se debe mantener constante el producto $V_{CE} \cdot I_C$; la pendiente de este límite en una escala doble logarítmica es por lo tanto −1. Se ha supuesto que la disipación de potencia en la base ($V_{BE}\ I_B$) se puede despreciar. Si no es así, el producto $V_{CE}\ I_C$ debe reducirse correspondientemente, es decir:

$$I_C V_{CE} = P_{tot\ máx} - I_B V_{BE}. \qquad \ldots(14)$$

El valor de $P_{tot\ máx}$ se calcula a partir de la ecuación (5) ó (6) pero el límite se representa normalmente para $P_{tot\ máx\ K}$; es decir, se aplica a temperaturas de la base de montaje por debajo de $T_{mb\ K}$.

Al aumentar la temperatura de la base de montaje, el límite de disipación de potencia se encuentra con el límite de segunda ruptura para valores progresivamente más bajos de I_C y puede eventualmente eliminar completamente el límite de segunda ruptura (figura 12). Por el contrario, la situación puede invertirse si la disipación máxima de potencia es muy alta o la temperatura de la base de montaje es relativamente baja (figura 13).

Para valores pequeños de la tensión colector-emisor, el área de funcionamiento de seguridad está limitada por la máxima corriente de colector (línea horizontal de la figura 11).

Funcionamiento intermitente

Todos los límites que son determinados térmicamente total o parcialmente pueden ser ampliados para funcionamiento intermitente. Estos límites son el de segunda ruptura, el de $I_{C\ máx}$ que se transforma en $I_{CM\ máx}$ y el de $P_{tot\ máx}$ que se transforma en $P_{tot\ M\ máx}$. Obsérvese que aunque la segura ruptura generalmente es disparada térmicamente cuando $V_{CE} < V_{CEO\ máx}$, su aparición no depende de la temperatura de la base de montaje. Así pues, el límite de segunda ruptura puede ampliarse para funcionamiento intermitente pero, a diferencia del límite de disipación de potencia, no es aplicable a un determinado valor T_{mb}. La ampliación real de estos valores límite dependerá de la duración del período de funcionamiento (es decir, de la duración del impulso) y de la frecuencia con que tal funcionamiento se presenta (es decir, del factor de trabajo).

Si se aplica potencia a un transistor, el dispositivo inmediatamente empieza a calentarse (figura 14). Si la disipación de potencia continúa, se alcanzará un equilibrio entre la generación de calor y su evacuación dando como resultado la estabilización de T_j y $\Delta T_{j\text{-}mb}$. Algo de energía calorífica se almacenará en la capacidad térmica del dispositivo, y las condiciones estables estarán determinadas por las resistencias térmicas asociadas con el transistor y su ambiente térmico. Cuando cesa la disipación de potencia, el dispositivo se enfriará (las leyes de calentamiento y de enfriamiento serán idénticas, véase la figura 15). Sin embargo, si cesa la disipación de potencia antes de que se estabilice la temperatura del transistor, los valores de pico de T_j y $\Delta T_{j\text{-}mb}$ serán menores que los valores alcanzados para el mismo nivel de disipación continua de potencia (figura 16). Si el segundo impulso es idéntico al primero, la temperatura de pico alcanzada por el dispositivo al final del segundo impulso será mayor que la del final del primero. Posteriores impulsos aumentarán la temperatura hasta que se alcance una nueva situación estable (figura 17). La temperatura del dispositivo en esta condición estable fluctuará por encima y por debajo del valor medio. Si las excursiones hacia arriba alcanzan la región de excesivos valores de T_j o de $\Delta T_{j\text{-}mb}$, entonces la vida media del dispositivo se reducirá o se producirá una concentración de corriente que lo llevará posiblemente a segunda ruptura y a la destrucción (figura 18). Esto es lo que se puede esperar con

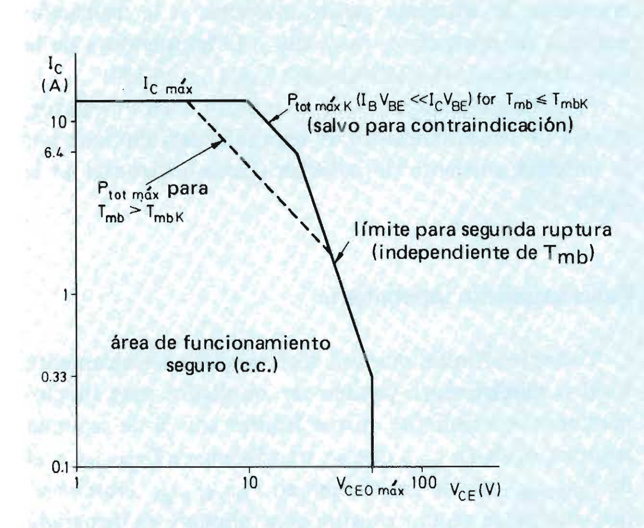


Figura 11. Area de funcionamiento en c.c. de un transistor para $V_{CE} < V_{CEO\ máx}$.

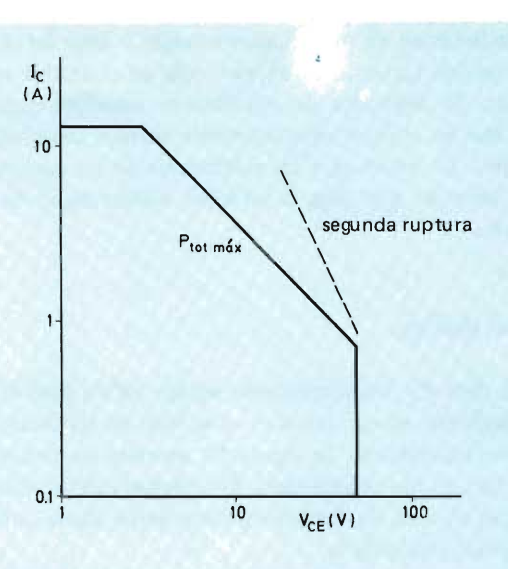


Figura 12. El límite de segunda ruptura se puede eliminar cuando la disipación máxima de potencia es relativamente baja.

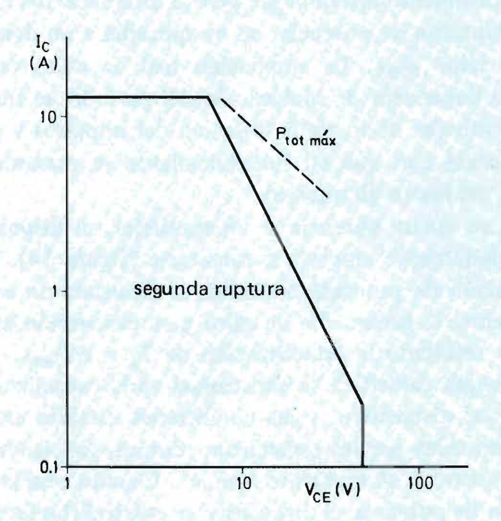


Figura 13. El límite de disipación de potencia se puede eliminar cuando la máxima disipación de potencia es relativamente alta.

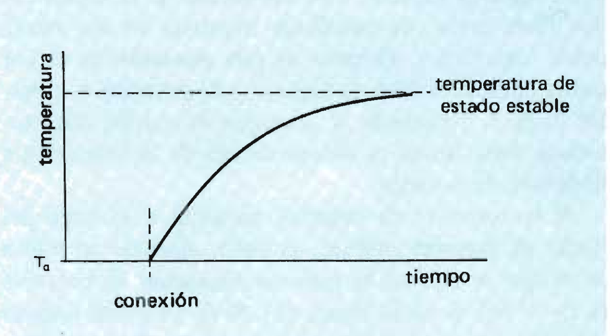


Figura 14. Calentamiento del chip del transistor.

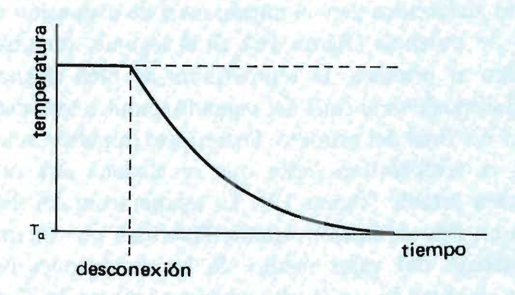


Figura 15. Enfriamiento siguiendo la misma ley.

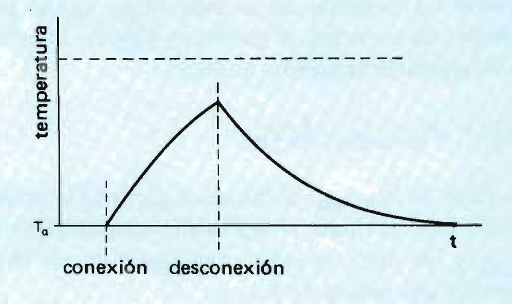


Figura 16. El pico de temperatura producido por un impulso de corta duración puede ser inferior a la temperatura estable producida por la misma potencia.

impulsos de elevada potencia y de bajo factor de trabajo, aunque la potencia *media* esté por debajo de los valores límite de c.c. del dispositivo.

La figura 19 muestra el área de funcionamiento seguro típica para c.c. de un transistor de potencia de baja tensión. Se muestran también las áreas de funcionamiento correspondientes a impulsos rectangulares con un factor de trabajo fijo $\delta = 0{,}01$, y el tiempo de duración del impulso t_p como parámetro. Para valores muy pequeños del factor de trabajo, los impulsos periódicos operan virtualmente como impulsos únicos de forma que estos límites representan la mayor ampliación posible del área de funcionamiento para determinadas duraciones de los impulsos. Cuando la duración del impulso es muy corta, ni la disipación de potencia ni la segunda ruptura tienen acción limitadora y $V_{CEO\ máx}$ e $I_{CM\ máx}$ son los únicos límites. Este rectángulo representa la mayor área de funcionamiento posible con impulsos.

SOAR para funcionamiento intermitente con valores de δ y t_p aleatorios

La mayoría de datos publicados contienen información adicional de como pueden ser utilizados para calcular los límites del SOAR para cualquier valor de δ y t_p.

La máxima disipación de potencia se obtiene de las ecuaciones (9) ó (10) y se obtienen los correspondientes límites del área de funcionamiento paralelos a los límites de c.c. (la impedancia térmica transitoria se da en forma de gráficos como los de la figura 8). También se puede utilizar una aproximación para comprobar que los límites de potencia admisibles están de acuerdo con las ecuaciones (9) y (10), que deberá utilizarse para asegurar que no se sobrepasan $\Delta T_{j\text{-}mb\ máx}$ y $T_{j\ máx}$. Si ambas son sobrepasadas (o solamente $\Delta T_{j\text{-}mb\ máx}$), hay que reducir adecuadamente el valor de $P_{tot\ M}$, t_p o δ. Si sólo se sobrepasa $T_{j\ máx}$, hay que reducir la temperatura de la base de montaje disponiendo una mejor radiación. El radiador necesario para este fin puede ser diseñado generalmente de acuerdo con la disipación de potencia media que para impulsos rectangulares se obtiene con la ecuación 11:

$$P_{tot(av)} = \delta P_{tot\ M}.$$

Un estudio de los radiadores y su diseño se incluye en este artículo más adelante.

Los límites de segunda ruptura para el funcionamiento a impulsos son más complicados de calcular ya que, en general, no son paralelos entre sí. Es preferible obtenerlos gráficamente como en la figura 20.

En primer lugar, hay que ampliar el límite de segunda ruptura del área de funcionamiento en c.c. hasta que cruce al límite horizontal $I_{C\ máx}$ en el punto S. El punto T es donde el límite de segunda ruptura y el límite vertical $V_{CEO\ máx}$ se cruzan. Los puntos S' y T', que permiten dibujar los límites del funcionamiento con impulsos, se obtienen utilizando dos factores de multiplicación $M_{SB(I)}$ y $M_{SB(V)}$ que son:

$M_{SB(V)}$ = factor de multiplicación de tensión, y
$M_{SB(I)}$ = factor de multiplicación de corriente.

Entonces,

$$V_{CE(S')} = M_{SB(V)} V_{CE(S)}, \qquad \ldots(15)$$

siempre que $V_{CE(S')} \leqslant V_{CEO\ máx}$; y

$$I_{C(T')} = M_{SB(I)} I_{C(T)}, \qquad \ldots(16)$$

siempre que $I_{C(T')} \leqslant I_{CM\ máx}$. La tensión $V_{CE(S')}$ es el valor de V_{CE} en el punto S' y así sucesivamente.

La figura 21 muestra como $M_{SB(V)}$ y $M_{SB(I)}$ se representan en los datos publicados. Obsérvese que los límites formados por $V_{CEO\ máx}$ e $I_{CM\ máx}$ no pueden ser sobrepasados y por lo tanto el límite $S' - T'$ no puede situarse fuera del rectángulo formado por los ejes y el punto L (figura 20), aunque los factores de multiplicación sean tan grandes como para indicar que podría hacerse.

De nuevo, el límite de segunda ruptura es independiente de la temperatura de la base de montaje. Sin embargo, el límite de disipación de potencia es aplicable solamente para una determinada temperatura de la base de montaje. Solamente puede ser desplazada hacia valores más elevados de V_{CE} e I_C reduciendo T_{mb}, si $T_{mb} > T_{mb\ K}$.

Ejemplo 4

Además de las figuras 19, 21a, 21b, y 22, se tienen los siguientes datos para un determinado transistor.

$T_{j\ máx} = 150°C$

$T_{mb\ K} = 25°C$

$I_{CM\ máx} = 12A$

El transistor debe funcionar con una onda cuadrada periódica con:

$t_p = 0{,}2ms, \ \delta = 0{,}1.$

La máxima temperatura de la base de montaje que se puede presentar es $T_{mb} = 80°C$. Se desea conocer el SOAR.

Este se obtiene de la siguiente forma.

1) Se dibuja el área de funcionamiento para c.c. (figura

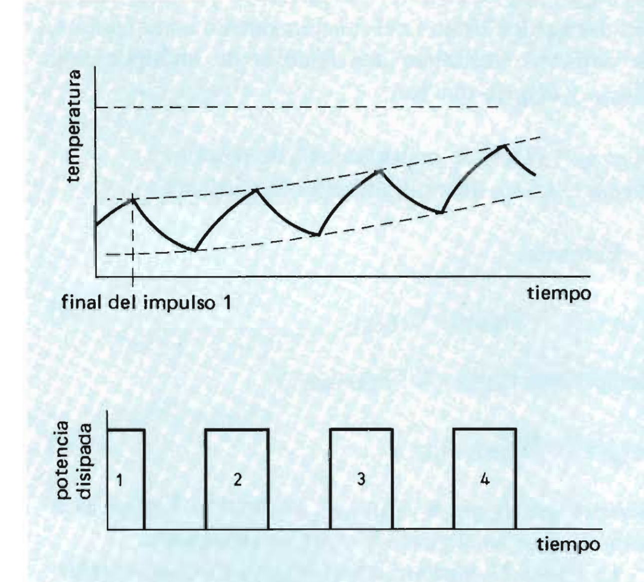
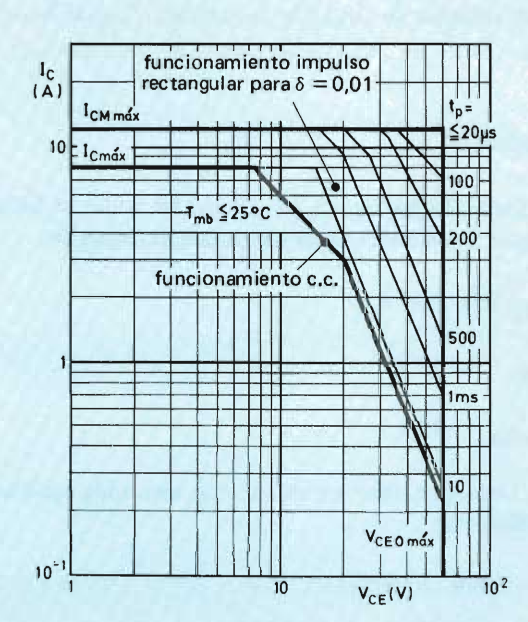


Figura 17. Un tren de impulsos de potencia hace que aumente la temperatura media si el dispositivo no tiene tiempo de enfriarse entre impulsos.

temperatura
$\Delta T_{j-mb\ máx}$
Z_{th} aumentando
tiempo

Figura 18. Si un impulso hace que se exceda $\Delta T_{j\text{-}mb}$, se producirá concentración de corriente y el efecto es acumulativo.



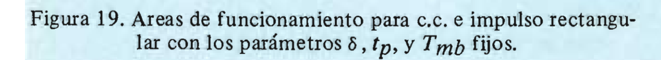


Figura 19. Areas de funcionamiento para c.c. e impulso rectangular con los parámetros δ, t_p, y T_{mb} fijos.

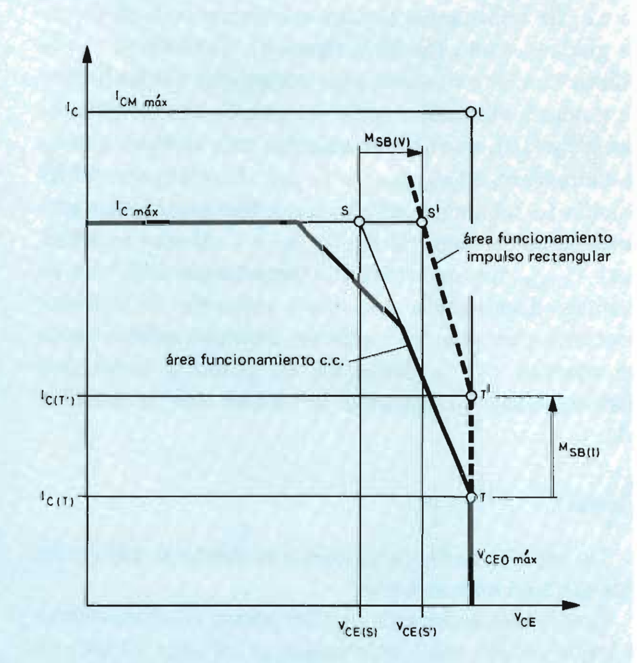


Figura 20. Construcción del límite de segunda ruptura para funcionamiento con impulso rectangular con la ayuda de los factores de multiplicación $M_{SB(V)}$ y $M_{SB(I)}$.

23). Se traza el nuevo límite de la corriente de colector ($I_{CM\ máx}$ = 12 A) y se calculan entonces los nuevos límites de disipación de potencia.

Para los valores dados de t_p y δ, la figura 22 muestra que $Z_{th\ j\text{-}mb}$ = 0,5°C/W. La ecuación (10) da:

$$P_{tot\ M\ máx} = \frac{150 - 80}{0,5} = 140W.$$

2) Se construye el límite $P_{tot\ M\ máx}$. Suponiendo que la disipación de potencia en la base es despreciable, $V_{CE}\ I_C$ = 140 W. Se calculan las coordenadas de un punto tal como P_1 (I_C = 7 A, V_{CE} = 20 V) y se dibuja una línea que pasa por P_1 paralela al límite de la disipación contínua de potencia.
3) A continuación se determina el nuevo límite de segunda ruptura. Para los valores dados de t_p y δ, las figuras 21a y 21b muestran que:

$$M_{SB(V)} = 2,4, \quad y \quad M_{SB(I)} = 7,3.$$

ahora $V_{CE(S)}$ = 13 V y $I_{C(T)}$ = 0,22 A (figura 23) y las ecuaciones (15) y (16) muestran que:

$$V_{CE(S')} = (2,4 \times 13)V = 31V,$$

y

$$I_{C(T')} = (7,3 \times 0,22)A = 1,6A.$$

Ahora se puede trazar el nuevo límite de segunda ruptura.

4) Otro método de obtener las coordenadas S' y T' es aprovechar la ventaja de la naturaleza logarítmica de los dos ejes. Las ecuaciones (15) y (16) se pueden transformar en:

$$c = a + b \log M_{SB}. \qquad \ldots (17)$$

donde c, a y b son las distancias adecuadas en la figura 23; c y a pueden ser medidas (en sentido positiva) a partir de cualquier punto del eje que sea factor de diez. Por ejemplo, para la obtención del punto T':

$$c = 16,6mm + 50,3mm \log 7,3 = 60,0mm.$$

Se ha definido ya el área de funcionamiento de seguridad con una carga intermitente para determinados valores del impulso y del factor de trabajo. El límite de disipación de potencia solamente es aplicable a una temperatura de la base de montaje de 80°C. Los otros límites permanecen sin ser afectados por el valor de T_{mb}, a menos que sean reducidos por el desplazamiento del límite de disipación de potencia que resulta del aumento de T_{mb}.

SOAR para formas de onda compuestas

En la práctica, los transistores de potencia tienen que manejar formas de onda compuestas más frecuentemente que impulsos rectangulares como los que se han considerado hasta ahora. Se producen formas de onda compuestas en aplicaciones de conmutación cuando, por ejemplo, se produce una disipación de potencia baja durante los estados de conducción y bloqueo, pero se producen elevados picos de potencia durante la conmutación entre ambos estados. Este tipo de señal puede simularse superponiendo varios impulsos rectangulares que tienen un período común, pero con amplitudes positivas y negativas, además de valores adecuados de t_p y δ. Entonces se puede hallar el área de funcionamiento de seguridad para cada impulso.

Como ejemplo, considérese la figura 24a en la que la disipación de potencia de una forma de onda de conmutación ha sido transformada en impulsos rectangulares equivalentes P_x y P_y. La potencia P_0 es la disipación de potencia con el transistor conduciendo, siendo despreciable la disipación en el dispositivo cuando está bloqueado. Un método aproximado de tratar esta señal es aproximarla a un impulso rectangular simple (línea a trazos en la figura 24a), pero esto proporciona un excesivamente elevado margen de seguridad al calcular los límites de disipación. El método de la superposición da como resultado un cálculo más exacto.

Las cargas máximas se producen en los tiempos t_x y t_y dando lugar a temperaturas T_{jx} y T_{jy} (figura 24b). Ambos casos deben ser examinados separadamente. Para poder sumar los efectos térmicos de los diferentes impulsos en estos tiempos críticos, todos los impulsos (tanto positivos como negativos) deben finalizar en el tiempo t_x o t_y. Los impulsos positivos hacen que aumente la temperatura de la unión, mientras que los negativos hacen que disminuya.

Límites de disipación de potencia

Con impulsos rectangulares simples, la diferencia de temperatura entre la unión y la base de montaje al final de un impulso está dada por el producto $P_{tot\ M} \times Z_{th\ j\text{-}mb}$ (ecuación (7)). Considerando que la superposición de los impulsos que finalizan en el instante t_x (figura 24c):

$$T_{jx} - T_{mb} = P_x Z_{th\ j\text{-}mb(t_{px})} + P_y Z_{th\ j\text{-}mb(t_{p1})} + P_o Z_{th\ j\text{-}mb(t_{p2})} - P_y Z_{th\ j\text{-}mb(t_{p3})} - P_o Z_{th\ j\text{-}mb(t_{p1})}, \qquad \ldots (18a)$$

donde $Z_{th\ j\text{-}mb(t_p)}$ es la impedancia térmica transitoria para un impulso de duración t_p. De forma similar, para

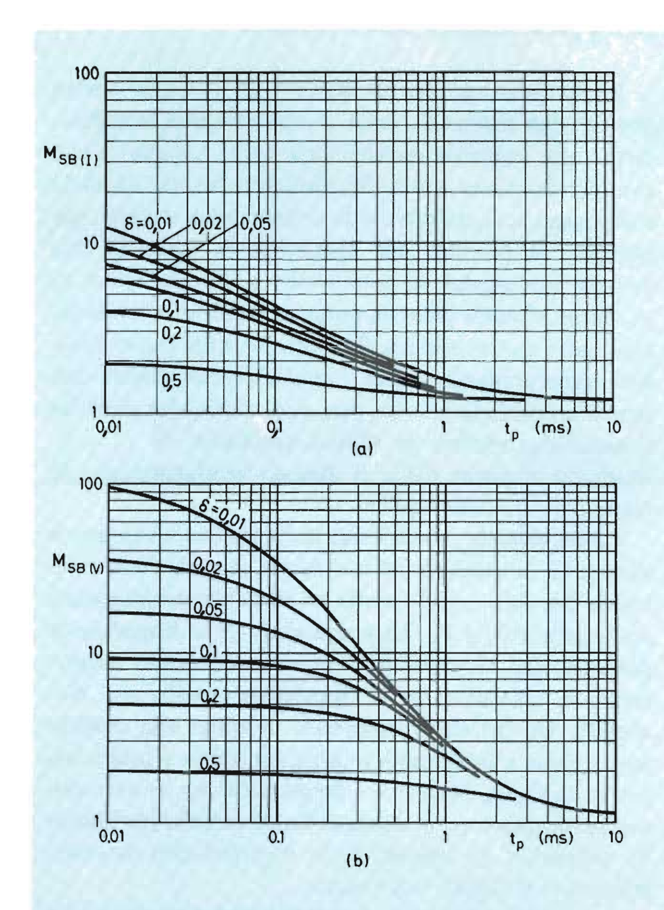


Figura 21. Factores de multiplicación de segunda ruptura en función de la duración del impulso con el factor de trabajo como parámetro.

Figura 22. Impedancia térmica transitoria en el ejemplo 4.

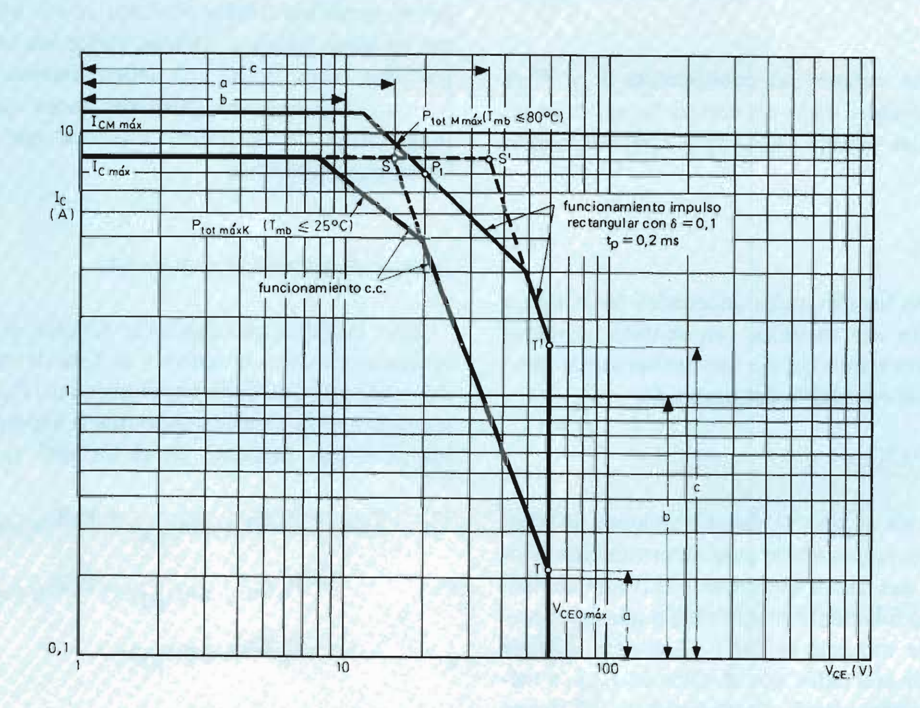


Figura 23. Construcción del área de funcionamiento con impulsos para el ejemplo 4.

los impulsos que finalizan en el instante t_y (figura 24d):

$$T_{jy} - T_{mb} = P_y Z_{th\ j\text{-}mb(t_{py})} + P_o Z_{th\ j\text{-}mb(t_{p4})} + + P_x Z_{th\ j\text{-}mb(t_{p5})} - P_o Z_{th\ j\text{-}mb(t_{py})} - - P_x Z_{th\ j\text{-}mb(t_{p6})}. \quad \ldots (18b)$$

Estas ecuaciones reemplazan a la ecuación (7) cuando se consideran impulsos de esta naturaleza. Al igual que las ecuaciones (9) y (10), éstas pueden ser utilizadas para determinar (sin que tenga que ser trazado el diagrama SOAR) si se exceden los valores de $T_{j\ máx}$ y $\Delta T_{j\text{-}mb\ máx}$ (o solamente $\Delta T_{j\text{-}mb\ máx}$), en cuyo caso hay que reducir el valor de los impulsos. Si sólo se excede $T_{j\ máx}$, se puede reducir la temperatura de la base de montaje.

Para calcular T_{mb}, o para diseñar el radiador, hay que conocer la disipación media de potencia que en este caso se expresa por:

$$P_{tot(av)} = \frac{P_x t_{px} + P_o t_{po} + P_y t_{py}}{T} \quad \ldots (19)$$

Límites de segunda ruptura

Como anteriormente, el límite de segunda ruptura se obtiene mejor gráficamente; es decir, desplazando el límite original utilizando los factores de multiplicación.

En un transistor de conmutación se disipa poca potencia durante el estado de conducción (P_0, figura 24); es decir, funciona con una tensión colector-emisor baja y por tanto lejos del límite de segunda ruptura. Así pues, la potencia por unidad de volumen es relativamente pequeña de forma que el chip no sufre ningún sobrecalentamiento. Como consecuencia, la disipación P_0 contribuye fuertemente a la segunda ruptura y hay que tenerla en cuenta al calcular los factores de multiplicación que darían como resultado unos excesivos márgenes de seguridad. Es más práctico el siguiente procedimiento. Se forma un impulso equivalente con una amplitud P'_M igual al valor de pico máximo de la disipación de potencia (P_y en este caso). Hay que especificar la energía del impulso de tal forma que el valor medio de la disipación de potencia esté de acuerdo con el valor calculado a partir de la ecuación (19). Entonces, la duración de este impulso equivalente está dada por:

$$t'_p = \frac{P_{tot(av)} T}{P'_M}, \quad \ldots (20a)$$

y el factor de trabajo equivalente es:

$$\delta' = t'_p / T. \quad \ldots (20b)$$

Utilizando estos valores se pueden leer $M_{SB(I)}$ y $M_{SB(V)}$ a partir de las gráficas como las de la figura 21.

Ejemplo 5

Un transistor está cargado con una señal como la de la figura 24a, y tiene los siguientes valores:

$P_x = 25W$	$t_{px} = 10\mu s$
$P_y = 100W$	$t_{py} = 20\mu s$
$P_o = 5W$	$t_{pr} = 2\mu s$
$t_{po} = 150\mu s$	$T = 200\mu s$

También se tiene la siguiente información: $T_{j\ máx} = 150°C$, $\Delta T_{j\text{-}mb\ máx} = 125°C$, $R_{th\ j\text{-}mb} = 2{,}1°C/W$ y son aplicables las familias de curvas de las figuras 19, 21a, 21b y 22. Se desea obtener los límites de disipación de potencia y de segunda ruptura.

La figura 22 da los valores de $Z_{th\ j\text{-}mb}$ para cada impulso rectangular parcial; en la tabla 2 se dan estos valores. Se pueden calcular los valores de t_p no conocidos con ayuda de la figura 24.

Utilizando las ecuaciones (18), se puede calcular $\Delta T_{j\text{-}mb}$ para los tiempos t_x y t_y:

$$T_{jx} - T_{mb} = 32°C, \quad T_{jy} - T_{mb} = 35°C.$$

El valor de $\Delta T_{j\text{-}mb}$ no es superior a $\Delta T_{j\text{-}mb\ máx}$ en ningún caso y por tanto no es necesario reducir los valores especificados de los impulsos. Sin embargo, se debe proporcionar la adecuada radiación para asegurar que la temperatura de la unión no sea nunca mayor que $T_{j\ máx}$. La unión alcanzará su temperatura de pico en el tiempo t_y (figura 24), cuando la temperatura máxima de la base de montaje es:

$$T_{mb} = T_{j\ máx} - \Delta T_{jy\text{-}mb},$$
$$= (150 - 35)°C,$$
$$= 115°C.$$

Para obtener el límite de segunda ruptura se sigue el procedimiento descrito anteriormente; es decir, se considera un impulso de potencia equivalente con una amplitud P'_M equivalente al valor máximo de pico de la disipación de potencia (P_y en este caso):

$$P'_M = P_y = 100W.$$

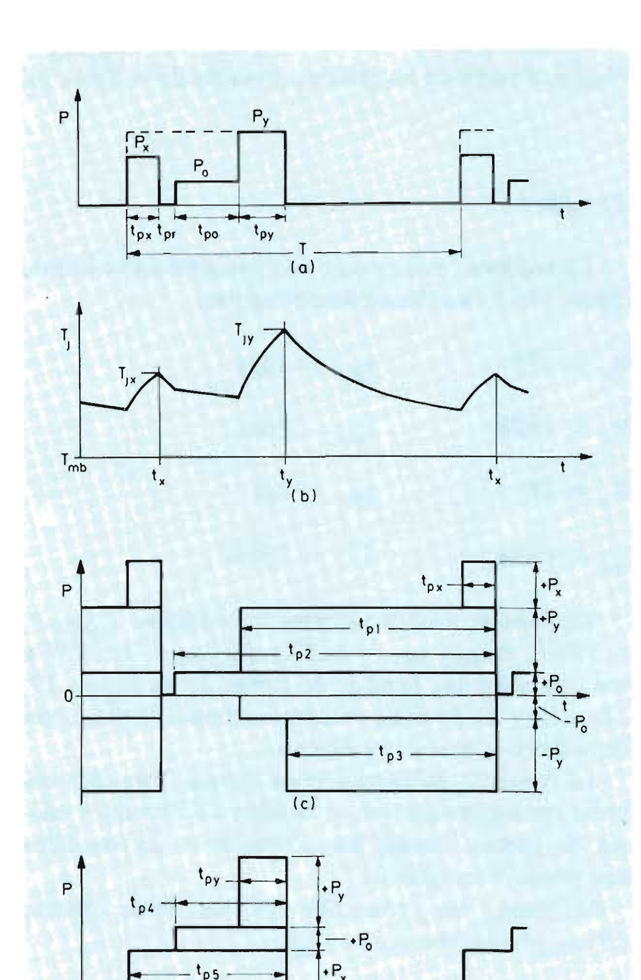


Figura 24. Ejemplo de disipación de potencia de impulsos compuestos rectangulares: (a) variación de la disipación de potencia mediante impulsos rectangulares equivalentes; (b) variación de la temperatura de unión; (c) y (d) simulación de la variación de la disipación de potencia mediante la superposición de series periódicas de impulsos rectangulares similares.

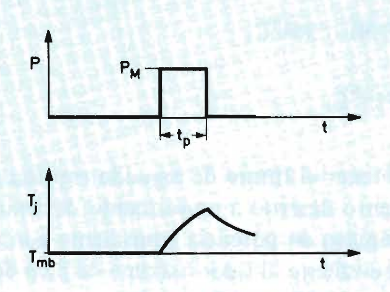


Figura 25. Impulso rectangular único.

Utilizando las ecuaciones (20a) y (20b) se obtiene:

$$t'_p = \frac{15 \times 200}{100} = 30\mu s,$$

y

$$\delta' = \frac{30}{200} = 0{,}15.$$

De la figura 21 se obtiene $M_{SB(V)} = 4$ y $M_{SB(I)} = 1{,}2$. El límite de segunda ruptura se puede construir como anteriormente.

Los tiempos de conmutación de los transistores de potencia modernos son normalmente muy cortos. Así pues, los tiempos t_{px} y t_{py} y sus correspondientes factores de trabajo tienden a ser pequeños respecto a las constantes de tiempo térmicas del transistor. Como consecuencia, se obtienen valores relativamente pequeños de la impedancia térmica transitoria y valores relativamente grandes de los factores de multiplicación $M_{SB(V)}$ y $M_{SB(I)}$. Como resultado, los límites de disipación de potencia y de segunda ruptura caen frecuentemente fuera del rectángulo formado por $I_{CM\ máx}$ y $V_{CEO\ máx}$, en cuyo caso este rectángulo constituye el área de funcionamiento de seguridad.

SOAR para formas de onda no periódicas

El ejemplo más sencillo de una carga no periódica es un impulso rectangular único (figura 25). En este caso, se puede utilizar la impedancia térmica transitoria con un factor de trabajo $\delta = 0{,}01$ como base para calcular el límite de disipación de potencia. Así:

$$T_j - T_{mb} = P_M Z_{th\ j\text{-}mb(t_p)_o}, \qquad \ldots (21)$$

donde $Z_{th\ j\text{-}mb\ (tp)_o}$ es la impedancia térmica transitoria para un impulso de duración t_p y con $\delta = 0{,}01$. También se puede calcular el límite de segunda ruptura utilizando las ecuaciones (15) y (16) y los factores de multiplicación adecuados a $\delta = 0{,}01$.

Cuando se trata de una serie de impulsos similares que se producen sólo una vez o con grandes intervalos (figura 26), se puede utilizar el método de superposición descrito anteriormente. La impedancia térmica transitoria y los factores de multiplicación se leen a partir de la familia de curvas adecuada para un $\delta = 0{,}01$. En el ejemplo

de la figura 26, la diferencia de temperatura al final del tercer impulso está dada por:

$$T_j - T_{mb} = P_M \left\{ Z_{th\ j\text{-}mb(t_{px})_o} + Z_{th\ j\text{-}mb(t_{p1})_o} + \right.$$
$$+ Z_{th\ j\text{-}mb(t_{p2})_o} - Z_{th\ j\text{-}mb(t_{p4})_o} -$$
$$\left. - Z_{th\ j\text{-}mb(t_{p3})_o} \right\} \qquad \ldots (22)$$

Los factores de multiplicación apropiados se expresan por:

$$\frac{1}{M_{SB}} = \frac{1}{M_{SB_o}(t_{px})} + \frac{1}{M_{SB_o}(t_{p1})} + \frac{1}{M_{SB_o}(t_{p2})} -$$
$$- \frac{1}{M_{SB_o}(t_{p3})} - \frac{1}{M_{SB_o}(t_{p4})}. \qquad \ldots (23)$$

Esta ecuación se aplica tanto a $M_{SB(V)}$ como a $M_{SB(I)}$; el subíndice $_o$ indica que se necesita el valor de M_{SB} para $\delta = 0{,}01$.

Un grupo de impulsos rectangulares compuesto que se produce sólo de vez en cuando o muy raramente puede ser considerado comparando individualmente los términos de la ecuación 22 con las adecuadas amplitudes de potencia como en las ecuaciones (18a) y (18b). Por ejemplo, la potencia de carga representada por la figura 27 puede simularse por la de la figura 24d y la máxima temperatura de la unión al final del tiempo t_{py} se puede calcular utilizando la ecuación (18b) (recuérdese que todos los valores de $Z_{th\ j\text{-}mb}$ son para $\delta = 0{,}01$).

Para obtener los factores de multiplicación se puede repetir el procedimiento descrito anteriormente. La variación de potencia se aproxima a un impulso equivalente que tiene una amplitud igual a la más elevada que se produce (P_y en este caso) y una energía total idéntica. Así pues, la duración del impulso equivalente está dada por:

$$t'_p = \frac{P_x t_{px} + P_o t_{po} + P_y t_{py}}{P_y}. \qquad \ldots (24)$$

Los factores de multiplicación para esta duración del impulso y para el factor de trabajo $\delta = 0{,}01$ se pueden obtener a partir de los datos publicados. Entonces se puede trazar el límite de segunda ruptura.

SOAR para formas de onda no rectangulares

Los impulsos de potencia no rectangulares deben ser transformados en sus equivalentes rectangulares antes de que se tracen los límites del SOAR para ellos. Por ejemplo, las figuras 29a, 29b y 29c muestran la variación de la tensión de colector y de la corriente con el tiempo para una forma de onda de este tipo. Multiplicando los valores instantáneos de tensión y corriente, se puede obtener la disipación de potencia de colector. El impulso rectangular equivalente tiene la misma energía (área) y la misma amplitud máxima P_M, de forma que la duración del impulso equivalente está dada por:

$$t'_p = \frac{1}{P_M} \int_0^t P_{tot}(t)\,dt. \qquad \ldots (25)$$

En este ejemplo, la integración da:

$$t'_p = \frac{680}{6.3} = 108\mu s.$$

Para formas de onda más complicadas, con varias fases de subida y bajada, es aconsejable, para obtener un resultado más exacto, subdividirlas en un determinado número de impulsos equivalentes. La figura 28 muestra un ejemplo de este procedimiento. Los límites de carga del tren de impulsos rectangulares obtenidos (sean periódicos o no) se pueden determinar entonces utilizando el método de superposición discutido anteriormente.

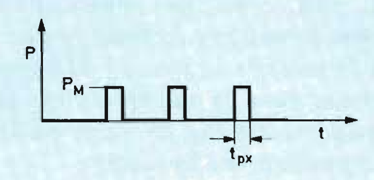
SOAR PARA $V_{CE} > V_{CEO\ máx}$

El funcionamiento con tensiones colector-emisor mayores que $V_{CEO\ máx}$ es posible solamente bajo condiciones restringidas. Las áreas de funcionamiento publicadas para transistores en los que se prevé sean utilizados en esta región, cubren solamente ciertos casos especiales, por ejemplo las secciones III y IV de la figura 30. Si el gráfico SOAR no contiene el área de funcionamiento seguro por encima de $V_{CEO\ máx}$, el transistor adecuado deberá funcionar solamente hasta el límite de tensiones de colector-emisor, según las condiciones asociadas a la base, es decir:

– hasta una tensión $V_{CBO\ máx}$ con $I_E = 0$,
– hasta una tensión $V_{CEV\ máx}$ con la tensión inversa especificada V_{BE},
– hasta $V_{CER\ máx}$ con la resistencia especificada R_{BE}.

La corriente de colector que circula entonces puede ser solamente la que se ajusta a sí misma estáticamente de acuerdo con las condiciones de control de base.

El SOAR para transistores destinados a aplicaciones de alta tensión incluye pequeñas ampliaciones por encima de $V_{CEO\ máx}$ que permiten breves excursiones durante el paso a conducción. También se puede permitir el paso a bloqueo por encima de $V_{CEO\ máx}$, pero es preferible que el punto de trabajo permanezca por debajo de $V_{CEO\ máx}$: por debajo de $V_{CEO\ máx}$ se puede conseguir



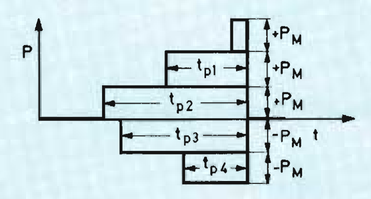


Figura 26. Serie única de impulsos rectangulares similares.

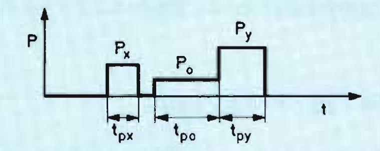


Figura 27. Impulso rectangular compuesto único.

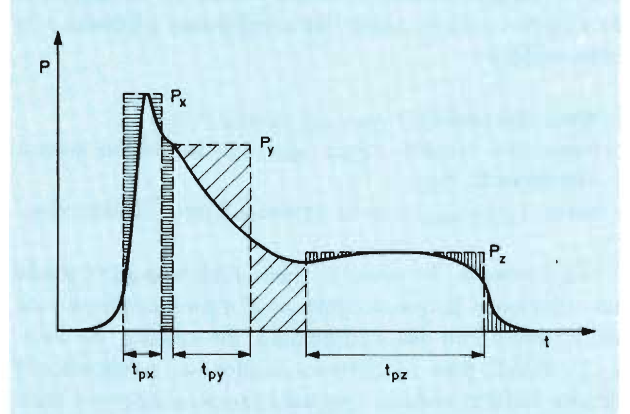
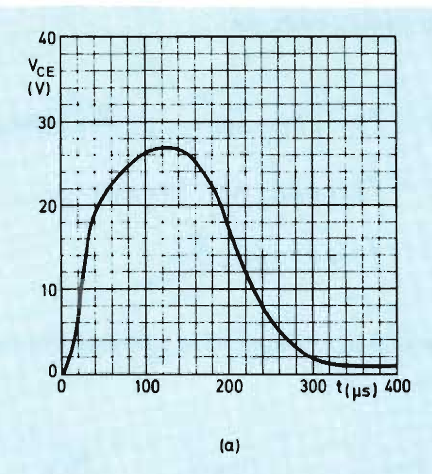
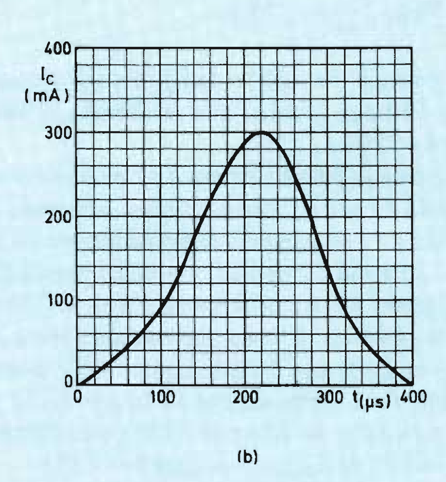


Figura 28. Una variación de potencia de cualquier forma puede subdividirse en varios impulsos rectangulares equivalentes. Las áreas rayadas de igual forma por arriba y por abajo son de igual tamaño.





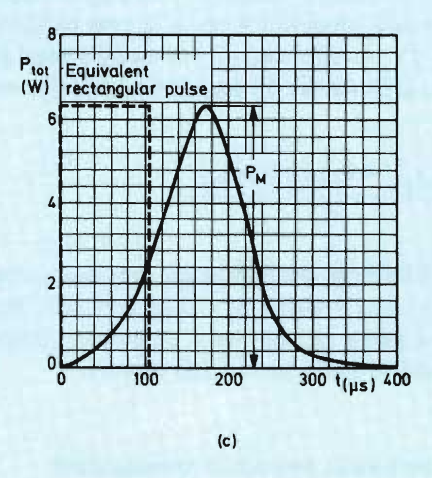


Figura 29. Forma de onda no rectangular: (a) característica de tensión; (b) característica de corriente; (d) disipación de potencia y el impulso rectangular equivalente.

un funcionamiento más fiable, ya que los mecanismos térmicos son más fáciles de controlar que los mecanismos de avalancha que provocan la segunda ruptura por encima de $V_{CEO\ máx}$.

El uso y las limitaciones de estas ampliaciones se ilustran en las figuras 31 y 32 que representan el ciclo de funcionamiento de un transistor en un convertidor cuyo circuito de potencia se muestra en la figura 33. La figura 31 muestra la tensión base-emisor en función de la tensión colector-emisor. La figura 32 muestra la tensión colector-emisor y la corriente de colector en función del tiempo; las figuras 32a y 32b muestran las dos rutas posibles (a y b) que se dan en la figura 31.

En el punto 1, el transistor conduce. Se aplica entonces una excitación de base negativa para llevar a bloqueo el dispositivo e I_C disminuye mientras que V_{CE} aumenta. Ahora bien, cuando V_{CE} aumenta por encima de $V_{CEO\ máx}$, la base dejará de ejercer un control efectivo sobre la emisión de portadores de carga, que son generados por inyección de avalancha. Así pues, es preferible que la corriente que circula cuando V_{CE} es superior a $V_{CEO\ máx}$ sea virtualmente cero aunque se permite la circulación de una pequeña corriente de colector capacitiva (por ejemplo, a través de las capacidades colector-base y colector-radiador). La sección IV deberá ser abandonada en unos pocos milisegundos llevando a conducción al transistor al aplicarle una tensión positiva V_{BE}. Están disponibles dos caminos denominados a y b en la figura 31.

En el caso a, la tensión colector-emisor reduce primero a $V_{CE} < V_{CEO\ máx}$ y entonces el punto de funcionamiento pasa a través de las secciones I y II, y se aplican las condiciones del SOAR normal.

En el caso b, se utiliza la sección III, empezando a partir del punto 2 ($V_{CE} > V_{CEO\ máx}$). La variación de I_C y V_{CE} debe ajustarse de tal forma que no sean sobrepasados los límites de la sección III en la figura 30, y la sección I se alcanza dentro del tiempo especificado en los datos publicados.

Como se indicó anteriormente, el funcionamiento en las secciones III y IV está restringido en términos del tiempo del impulso y de las condiciones de base-emisor.

Cuando se utiliza la sección III durante el paso a conducción, $V_{CE} > V_{CEO\ máx}$ y la ruptura por avalancha que conduce a segunda ruptura se puede evitar solamente por una fuerte inyección de portadores en la región de base. La unión base-emisor deberá ser terminada por una resistencia R_{BE} no mayor que 100 Ω, en el caso de que, por ejemplo, la excitación directa de la base se efectúe por medio de una fuente de corriente. El valor de la tensión colector-emisor por debajo de la que el dispositivo pueda ser llevado a conducción con seguridad, $V_{CE\ cond}$, depende tanto de I_B como de su tiempo de subida. La forma de esta dependencia es similar a la que se muestra en la figura 34 en la que V_{CE} está representada en función de I_B con dI_B/dt como parámetro.

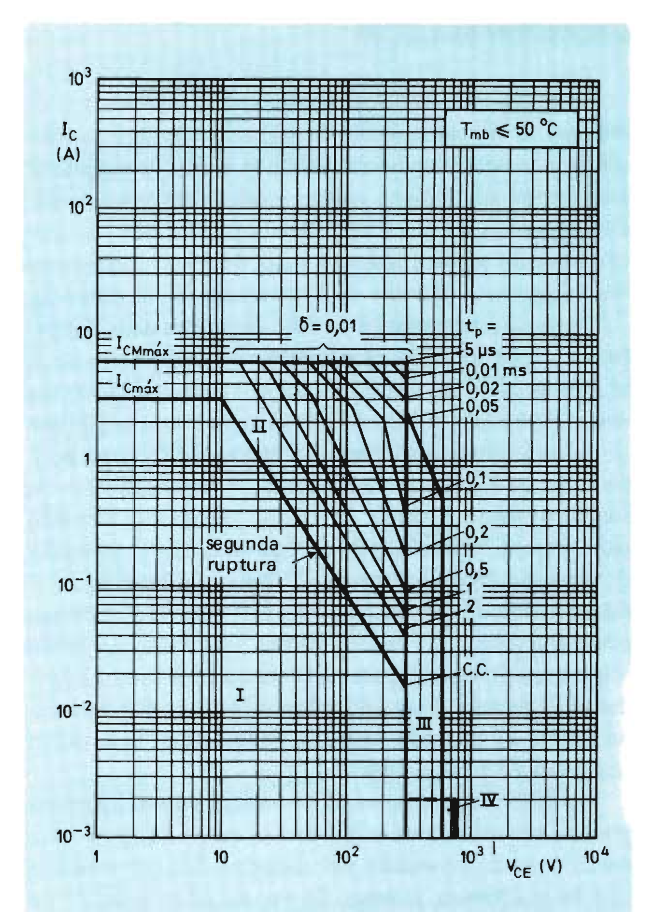


Figura 30. Ejemplo de un gráfico SOAR con ampliaciones para el funcionamiento por encima de $V_{CEO\ máx}$.

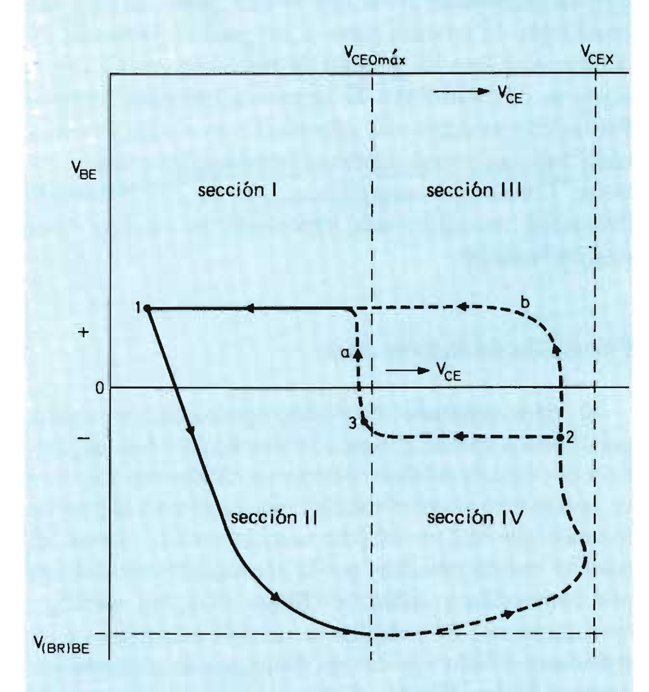


Figura 31. Ciclo de funcionamiento de un transistor de potencia utilizado en una aplicación tal como un convertidor que incluye un período en el que $V_{CE} > V_{CEO\ máx}$.

Hasta ahora se han examinado con detalle los límites del área de funcionamiento de seguridad de los transistores de potencia y se ha explicado la forma de adaptar el área de funcionamiento seguro a diferentes condiciones. Este apartado no se refiere directamente al área de funcionamiento seguro, sino que trata de las condiciones de funcionamiento térmico de los transistores de potencia.

Todos los mecanismos de fallo dependen de la temperatura y por lo tanto al disminuir la temperatura de la unión, se eleva la seguridad del circuito. Así pues, los datos especifican la máxima temperatura de la unión que no deberá sobrepasarse bajo las peores condiciones posibles. Sin embargo, la disminución de la temperatura de funcionamiento a partir de $T_{j\ máx}$ es siempre deseable para mejorar todavía más la seguridad. La temperatura de la unión depende tanto de la potencia disipada en el dispositivo como de las resistencias térmicas (o impedancias) asociadas con el dispositivo. Así pues, un tratamiento adecuado de estas resistencias térmicas (o impedancias) permite al usuario calcular la disipación máxima de potencial que mantendrá la temperatura de la unión por debajo del valor elegido.

Las fórmulas y diagramas que se dan en este apartado pueden ser considerados solamente como una guía para determinar la naturaleza del radiador. Esto es debido a que la resistencia térmica de un radiador depende de numerosos parámetros que no pueden ser predeterminados. Estos incluyen la posición del transistor en el radiador, la proporción en la que el aire puede circular sin obstáculos, la relación entre la longitud de lados del radiador, el efecto de pantalla de los componentes cercanos y su calentamiento. Es siempre aconsejable comprobar las temperaturas más importantes en el equipo terminado bajo las peores condiciones de funcionamiento posibles. Cuanto más complicadas sean las condiciones de disipación de calor, más importante es efectuar tales comprobaciones.

Circulación del flujo de calor

El calor generado en el chip semiconductor circula por diversos caminos hacia sus alrededores. Los dispositivos de pequeña señal no necesitan normalmente disponer de radiadores; el calor circula desde la unión a la base de montaje que está en estrecho contacto con la cápsula. El calor es cedido entonces por la cápsula a los alrededores por convección y radiación (figura 35a). Sin embargo, los transistores de potencia se montan normalmente en radiadores debido a la elevada disipación de potencia que deben manejar. El calor circula desde la cápsula del transistor al radiador por un contacto a presión y el radiador cede el calor a los alrededores por convección y radiación o por conducción de agua refrigerante (figura 35b). Ge-

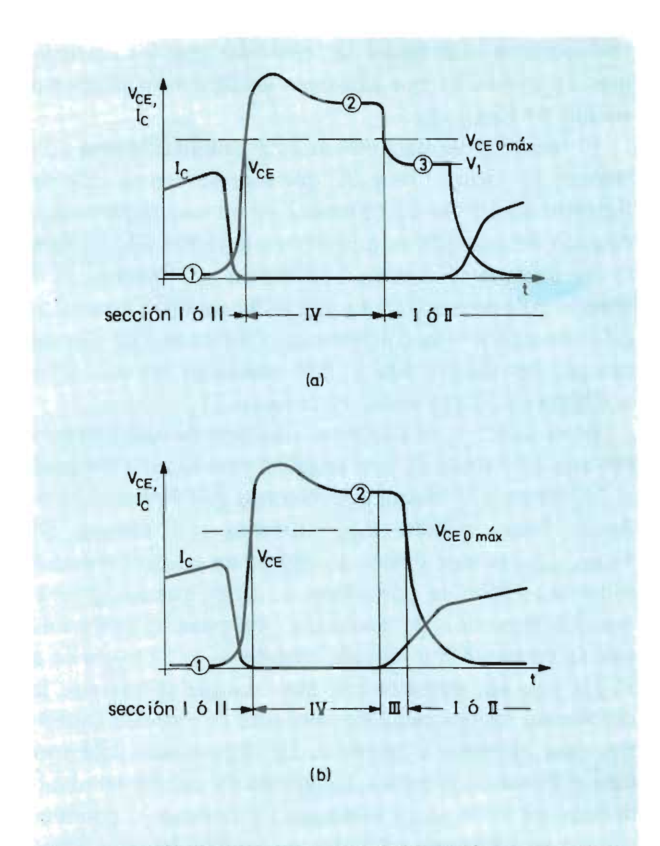


Figura 32. Variación con el tiempo de la tensión colector-emisor y de la corriente de colector de un convertidor de c.c.: (a) abandono del área IV por corte del transistor; (b) abandono del área IV por conmutación del transistor a través del área III.

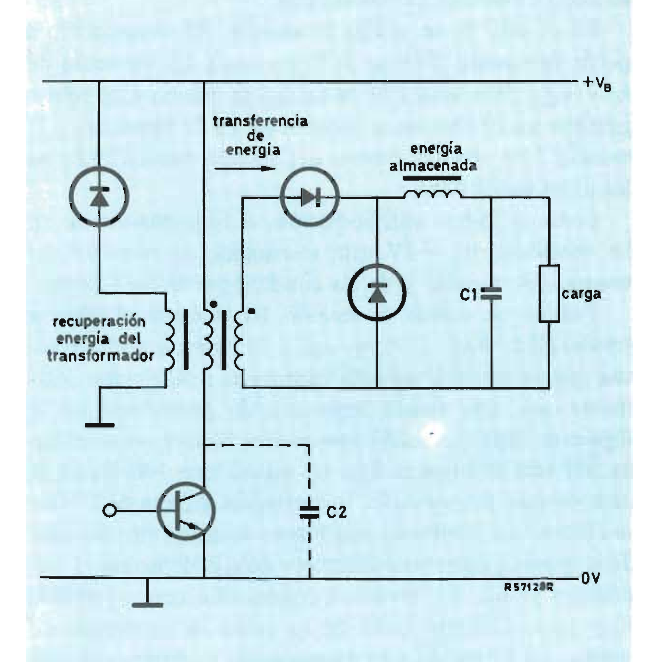


Figura 33. Circuito de potencia de un convertidor de c.c. en c.c. (fuente de alimentación conmutada).

neralmente se utiliza refrigeración por aire de forma que el ambiente a que se refiere la figura 35 es el aire de los alrededores. Obsérvese que si éste es el aire del interior de la caja del equipo, debería tenerse en cuenta la resistencia térmica adicional entre el interior y el exterior del equipo.

Resistencia térmica de contacto $R_{th\ mb\text{-}h}$

La resistencia térmica entre la base de montaje del transistor y el radiador depende de la calidad y del tamaño de las áreas de contacto, del tipo de placas intermedias utilizadas y de la presión del contacto. Se debe tener cuidado al perforar los agujeros en el radiador para evitar las rebabas y deformaciones del metal, y ambas superficies deberán estar limpias. Las terminaciones de pintura de un espesor normal de hasta 50 μm (como protección contra la corrosión por tensiones electrolíticas), escasamente afectan a la resistencia térmica. La cápsula del transistor y las superficies del radiador no pueden ser nunca completamente planas de forma que el contacto tendrá lugar solamente en varios puntos, con un pequeño entrehierro en todo el resto del área. El uso de una sustancia blanda para llenar este espacio hace que disminuya la resistencia térmica del contacto. Normalmente, este espacio se rellena de un compuesto radiador que permanece bastante viscoso a las temperaturas normales de funcionamiento de los transistores y tiene una conductividad térmica elevada. El uso de este compuesto evita también que la humedad penetre entre las superficies de contacto. Se dispone de compuestos radiadores que constan de grasa de silicona cargada con algún aislante eléctrico buen conductor térmico, tal como la alúmina. La resistencia térmica de contacto $R_{th\ mb\text{-}h}$ es normalmente pequeña con respecto a $(R_{th\ j\text{-}mb} + R_{th\ h\text{-}amb})$ cuando la refrigeración es por convección natural. Sin embargo, la resistencia térmica del radiador $R_{th\ h\text{-}amb}$ puede ser muy pequeña cuando se utiliza refrigeración por aire forzado o por agua y por lo tanto resulta particularmente importante un buen contacto térmico entre la cápsula del transistor y el radiador.

Cálculo de la resistencia térmica

La figura 35a muestra que, si no se utiliza radiador, la resistencia térmica entre la unión y el ambiente está dada por:

$$R_{th\ j\text{-}amb} = R_{th\ h\text{-}mb} + R_{th\ mb\text{-}amb}. \quad \ldots (26)$$

Sin embargo, los transistores de potencia se montan generalmente en un radiador ya que $R_{th\ j\text{-}amb}$ no es normalmente lo suficientemente pequeña como para mantener las temperaturas en el interior del chip por debajo de los niveles deseados.

La figura 35b muestra que, si se utiliza un radiador, la resistencia térmica total está dada por:

$$R_{th\ j\text{-}amb} = R_{th\ j\text{-}mb} + R_{th\ mb\text{-}h} + R_{th\ h\text{-}amb}. \quad \ldots (27)$$

Obsérvese que la pérdida directa de calor de la cápsula del transistor a los alrededores a través de $R_{th\ mb\text{-}amb}$ es despreciable.

La primera etapa para determinar el tamaño y la naturaleza del radiador necesario consiste en calcular la resistencia térmica máxima del radiador $R_{th\ h\text{-}amb}$ que mantendrá la temperatura de la unión por debajo del valor deseado.

Funcionamiento continuo

Bajo condiciones de c.c., la máxima resistencia térmica del radiador se puede calcular directamente a partir de la máxima temperatura de la unión deseada. Como en la ecuación (3):

$$R_{th\ j\text{-}amb} = \frac{T_j - T_{amb}}{P_{tot(av)}}, \quad \ldots (28)$$

y

$$R_{th\ j\text{-}mb} = \frac{T_j - T_{amb}}{P_{tot(av)}}. \quad \ldots (29)$$

Combinando las ecuaciones (27) y (28) se obtiene:

$$R_{th\ h\text{-}amb} = \frac{T_j - T_{amb}}{P_{tot(av)}} - R_{th\ j\text{-}mb} - R_{th\ mb\text{-}h}, \quad \ldots (30)$$

y sustituyendo la ecuación (29) en la (30):

$$R_{th\ h\text{-}amb} = \frac{T_{mb} - T_{amb}}{P_{tot(av)}} - R_{th\ mb\text{-}h}. \quad \ldots (31)$$

Los valores de $R_{th\ j\text{-}mb}$ y $R_{th\ mb\text{-}h}$ se dan en los datos publicados. Así pues, se pueden utilizar las ecuaciones 30 o 31 para obtener la resistencia térmica máxima del radiador.

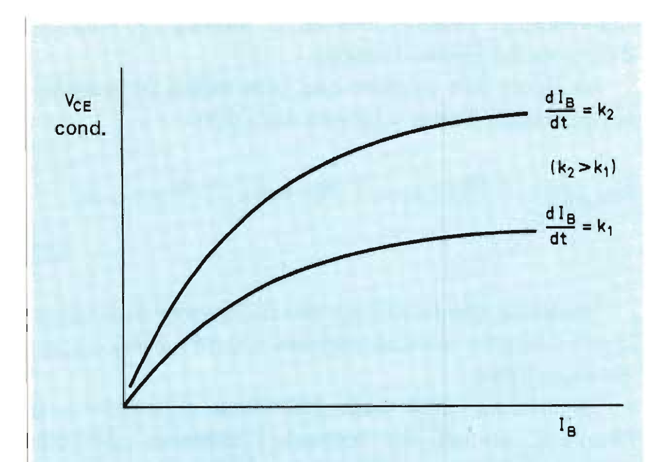


Figura 34. El valor permisible de V_{CE} durante el paso a conducción es función de la corriente de excitación de base y de su velocidad de subida.

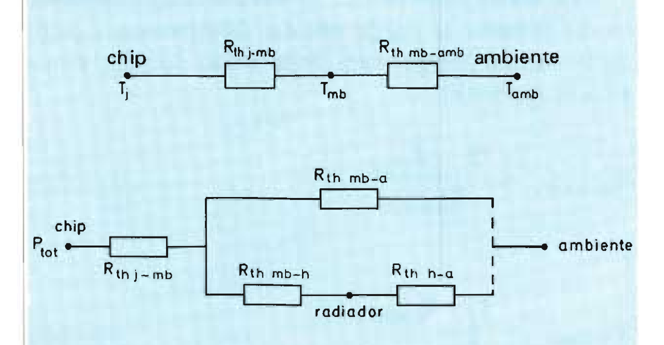


Figura 35. Resistencias térmicas en el proceso de flujo de calor: (a) sin radiador; (b) con radiador.

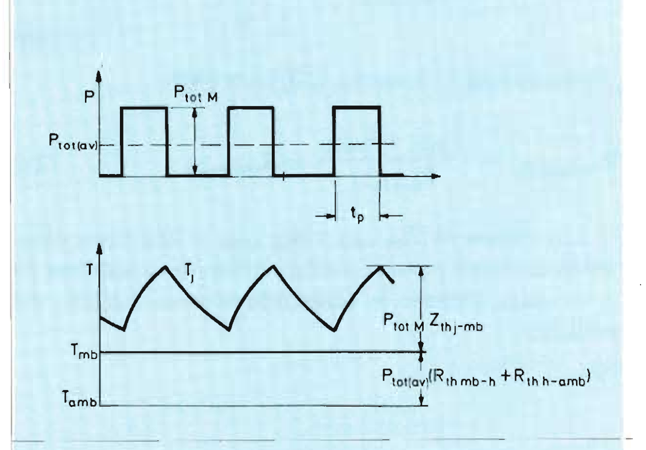


Figura 36. Variación de las temperaturas de unión y de base de montaje cuando la duración del impulso es pequeña comparada con la constante de tiempo térmica del radiador.

Funcionamiento intermitente

Los circuitos térmicos equivalentes de la figura 35 no son apropiados para funcionamiento intermitente pues hay que tener en cuenta la impedancia térmica $Z_{th\ j\text{-}mb}$. La ecuación (7) establece que:

$$P_{tot\ M} = \frac{T_j - T_{mb}}{Z_{th\ j\text{-}mb}},$$

y por lo tanto:

$$T_{mb} = T_j - P_{tot\ M} \cdot Z_{th\ j\text{-}mb}. \qquad \ldots(32)$$

Se ha supuesto que la temperatura de la base de montaje bajo funcionamiento intermitente permanece siempre constante. Se ha comprobado que esta suposición es válida en la práctica siempre que la duración del impulso sea inferior a un segundo. Como se indica en la figura 36, la temperatura de la base de montaje no varía sustancialmente bajo estas condiciones. Esto es debido a que los radiadores tienen una capacidad térmica elevada y por tanto una elevada constante de tiempo térmica.

Así pues, la ecuación (31) es válida para funcionamiento intermitente siempre que *la duración del impulso sea inferior a un segundo.* El valor T_{mb} se puede calcular a partir de la ecuación (32) y la resistencia térmica del radiador se puede obtener a partir de la ecuación 31.

La constante de tiempo térmica de un transistor se define como el tiempo que tarda la temperatura de la unión en alcanzar el 70% de su valor final después de ser sometida a una disipación de potencia constante con una temperatura de la base de unión constante. Por ejemplo, ésta se da en la figura 22 para una duración del impulso para el que:

$$Z_{th\ j\text{-}mb}\ (\delta = 0{,}01) = 0{,}7 R_{th\ j\text{-}mb}.$$

Si la duración del impulso t_p es superior a un segundo, el transistor está temporalmente en equilibrio térmico ya que la duración de tal impulso es mucho mayor que la constante de tiempo térmica de la mayoría de transistores. Como consecuencia, la diferencia de temperatura, $T_j - T_{mb}$, para impulsos de duración mayor que un segundo, alcanza un valor final estable (figura 37) y la ecuación (32) debe ser sustituida por:

$$T_{mb} = T_j - P_{tot\ M} R_{th\ j\text{-}mb}. \qquad \ldots(33)$$

Además, ya no resulta válido suponer que la temperatura de la base de montaje es constante pues la duración del impulso ahora no es pequeña con respecto a la constante de tiempo térmica del radiador.

Radiadores más pequeños para funcionamiento intermitente

En muchos casos, la capacidad térmica de un radiador se puede utilizar para diseñar un radiador más pequeño para funcionamiento intermitente del que sería necesario para un nivel de disipación de potencia continuo idéntico. La disipación media de potencia en la ecuación (31) se sustituye por la disipación de pico de potencia para obtener el valor de la impedancia térmica entre el radiador y sus alrededores:

$$Z_{th\ h\text{-}amb} = \frac{T_{mb} - T_{amb}}{P_{tot\ M}} - R_{th\ mb\text{-}h}. \qquad \ldots (34)$$

El valor de $Z_{th\ h\text{-}amb}$ será menor que la resistencia térmica comparable y por lo tanto se podrá diseñar un radiador más pequeño que el que se obtendría utilizando el valor excesivamente grande calculado con la ecuación 31.

RADIADORES

Normalmente se utilizan tres tipos de radiadores: de placas planas (incluyendo el chasis), radiadores con aletas moldeados y radiadores con aletas estrusionados. El material utilizado normalmente en la construcción de radiadores es aluminio, aunque en radiadores de placa plana se puede utilizar con ventaja el cobre. A veces se utilizan pequeñas grapas con aletas para mejorar la disipación de transistores de baja potencia.

Acabado del radiador

La resistencia térmica de un radiador es función del acabado de su superficie. Una superficie pintada tendrá mayor emisión que una brillante no pintada. El efecto es más acusado con radiadores de placa plana, donde aproximadamente una tercera parte del calor se pierde por radiación. El color de la pintura utilizada no es muy importante, y la resistencia térmica de un radiador de placa lisa pintado de blanco brillante será sólo un 3% mayor que la del mismo radiador pintado de negro mate. En los radiadores con aletas el pintado es menos efectivo ya que el calor radiado caerá a las aletas adyacentes, sin embargo debe tenerse en cuenta. El anodizado y el grabado disminuirán la resistencia térmica. Pinturas del tipo metálico tales como pintura de aluminio, tienen la menor radiación, aunque son diez veces mejores que un acabado brillante de aluminio.

Radiadores de placa plana

El tipo de radiador más sencillo es una placa plana de metal que se une al transistor. Estos disipadores se utilizan en la forma de placas separadas y en la del propio chasis del equipo. La resistencia térmica obtenida depende del espesor, área y orientación de la placa, así como del acabado y de la potencia disipada. Una placa montada horizontalmente tendrá aproximadamente doble resistencia térmica que una placa vertical. Esto es importante cuando se utiliza el chasis del equipo como radiador.

En la figura 38 se ha representado la resistencia térmica de un radiador pintado de negro en función del área de la superficie (de una sola cara) con la disipación de potencia como parámetro. El gráfico es exacto dentro del 25% para placas prácticamente cuadradas, donde la relación de las longitudes de los lados es menor que 1,25:1.

Radiadores con aletas

Los radiadores con aletas pueden construirse apilando placas planas, aunque normalmente es más económico utilizar radiadores extrusionados o moldeados. Ya que los radiadores con aletas de diseño óptimo y razonable están disponibles en el comercio, es posible compararlos respecto al volumen total que ocupan. Esta comparación se hace en la figura 39 para radiadores con sus aletas montadas verticalmente; el gráfico también tiene una exactitud del 25%.

Dimensiones del radiador

Se ha tratado anteriormente de la forma de calcular la máxima resistencia térmica en la que se puede disipar la potencia necesaria sin dañar al transistor. Este apartado explica como lograr un tipo y tamaño de radiador que tenga una resistencia térmica suficientemente baja.

Radiación por convección libre

El tamaño necesario de los radiadores de aluminio —bien sean planos o extrusionados (con aletas)— se puede deducir del nomograma de la figura 40. Como todos los gráficos de radiadores, este nomograma no da valores exactos de $R_{th\ h\text{-}amb}$ en función de sus dimensiones ya que las condiciones prácticas son siempre algo diferentes de aquellas bajo las que fue trazado el nomograma. Los valores reales de la resistencia térmica pueden ser hasta un 10% diferentes de los valores del nomograma. Como consecuencia, es aconsejable efectuar medidas de la temperatura en el equipo terminado, particularmente cuando las condiciones térmicas son críticas.

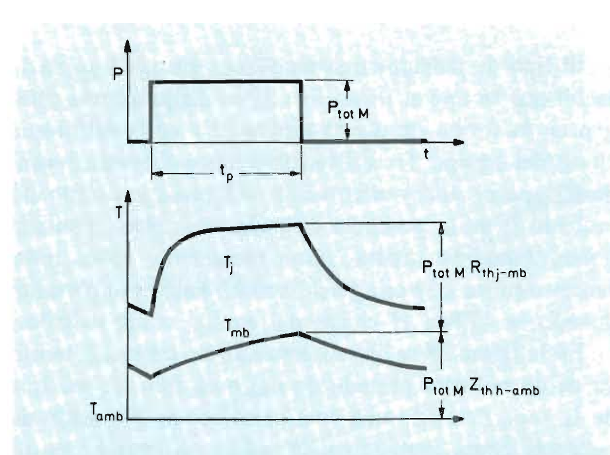


Figura 37. Variación de la temperatura de la unión y de la base de montaje cuando la duración del impulso no es pequeña comparada con la constante de tiempo térmica del radiador.

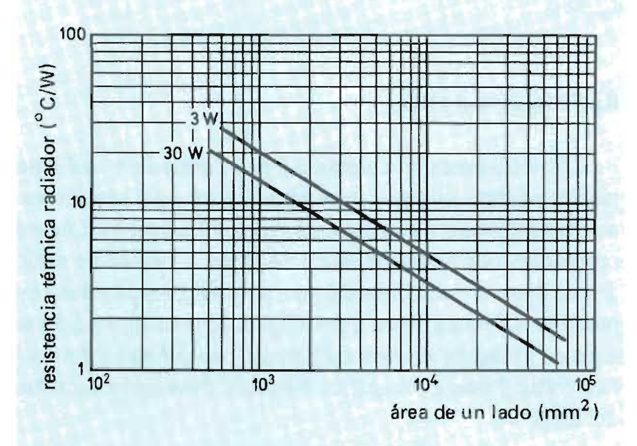


Figura 38. Características del radiador generalizadas: placas lisas verticales de aluminio negro de 3 mm de espesor, aproximadamente cuadradas.

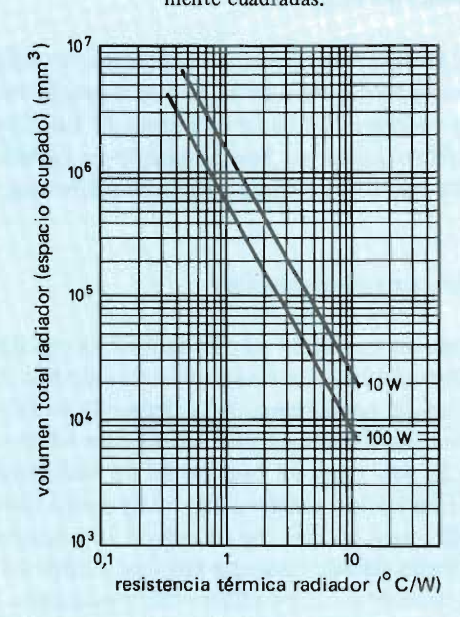


Figura 39. Características del radiador generalizadas: radiadores con aletas de aluminio negro.

Las condiciones en las que se aplica el nomograma son las siguientes:

- refrigeración natural al aire (convección libre sin impedimentos y sin aporte de calor);
- temperatura ambiente de unos 25°C, medidos unos 50 mm por debajo del extremo inferior del radiador (ver figura 41);
- presión atmosférica de unos 10^5 N/m^2;
- montaje independiente (es decir, no afectado por radiadores cercanos);
- distancia entre el extremo inferior del radiador y la base con un espacio libre de unos 100 mm (ver figura 41);
- transistor montado fuertemente en el centro del radiador (esto no es tan importante en los radiadores con aletas debido a su buena conducción térmica).

Se puede obtener el tipo y tamaño necesarios del radiador a partir del nomograma de la siguiente manera:

1. Entrar al nomograma por el lado derecho de la sección I en el valor adecuado de $R_{th\ h\text{-}amb}$ (ver figura 42). Desplazar el punto horizontalmente hacia la izquierda hasta encontrar la curva apropiada de orientación y acabado de superficie.
2. Desplazar verticalmente hacia arriba hasta cortar a la curva apropiada de disipación de potencia en la sección II.
3. Desplazar horizontalmente hacia la izquierda hasta cortar a la curva en la sección III para el espesor deseado de la placa lisa del radiador, o el tipo de extrusión.
4. Si se necesita un radiador extrusionado, desplazar verticalmente hacia arriba para obtener la longitud (las figuras 43a y 43b dan las dimensiones de las extrusiones).
5. Si se va a utilizar un radiador de placa lisa, desplazar verticalmente hacia abajo hasta cortar a la curva adecuada al tipo de recubrimiento en la sección IV.
6. Desplazar horizontalmente hacia la izquierda para obtener el área del radiador.
7. Las dimensiones del radiador no deberán exceder la relación 1,25:1.

Las curvas de la sección II tienen en cuenta la naturaleza no lineal de la relación entre la caída de temperatura a través del radiador y la pérdida de disipación de potencia. Así pues, con un valor constante de la resistencia térmica del radiador, cuanto mayor sea la disipación menor será el tamaño necesario del radiador. Esto se explica mediante el siguiente ejemplo.

longitud extrusión (cm)
1 10 100
tipo de radiador
disipación de potencia
grosor radiador plano de aluminio (mm)
1 2 3
1W 2W 5W 10W 20W 50W 100W
40D
radiador extrusión
30D
1000
100
10
tipo de cápsula
posición y superficie radiador
área radiadores planos una cara (cm²) (relación entre longitud y anchura < 1,25)
$R_{th\ h-a}$ (°C/W)
100
10
1
brillo hor.
brillo vert.
pintado hor.
pintado vert.
TO3
SOT9 SOT67 TO220
TO1
TO39
TO126 (SOT32) (SOT82)

Figura 40. Nomograma del radiador.

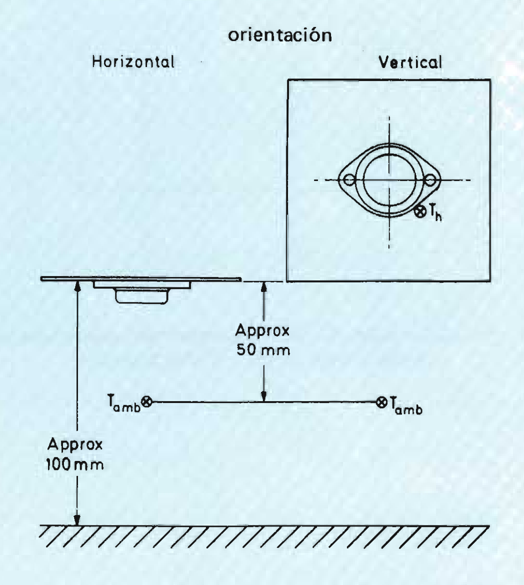


Figura 41. Condiciones aplicables al nomograma de la figura 40.

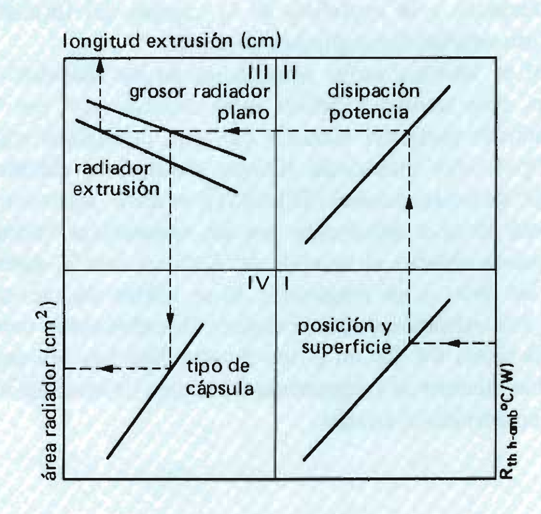


Figura 42. Utilización del nomograma del radiador (figura 40).

Ejemplo 9

Se necesita un radiador extrusionado montado verticalmente y con una superficie pintada que tenga una resistencia térmica máxima $R_{th\ h\text{-}amb}$ = 2,6°C/W para las siguientes potencias:

a) $P_{tot(av)}$ = 5W, b) $P_{tot(av)}$ = 50W.

Entrar al nomograma en el valor adecuado de la resistencia térmica en la sección I, y a través de las líneas de 50 W ó 5 W de la sección II se obtienen las longitudes apropiadas del radiador extrusionado 30D:

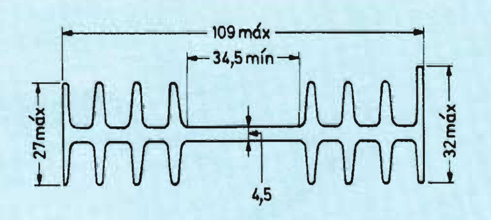
a) longitud = 110 mm y b) longitud = 44 mm.

El caso b) necesita una longitud inferior ya que la diferencia de temperatura es diez veces más grande que en el caso a).

Cuando la temperatura ambiente aumenta por encima de 25°C, también aumenta la temperatura del radiador y con ello disminuye la resistencia térmica (con potencia constante) debido al papel preponderante de la radiación en el proceso de eliminación de calor. Como consecuencia, un radiador con las dimensiones obtenidas a partir de la figura 40 para T_{amb} >25°C será más que suficiente. Si la máxima temperatura ambiente es inferior a 25°C, entonces aumentará ligeramente la resistencia térmica. Sin embargo, cualquier aumento estará dentro de los límites de exactitud del nomograma y dentro de los límites de las otras incógnitas asociadas con los cálculos de radiadores.

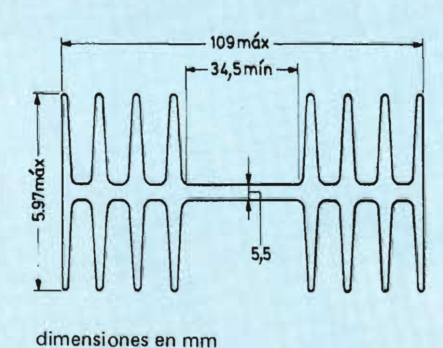
En los radiadores con áreas relativamente pequeñas, una parte considerable del calor se disipa por la cápsula del transistor. Es por esto que las curvas de la sección IV tienden a separarse al disminuir el área del radiador. El área de los radiadores extrusionados es siempre grande respecto a la superficie de la cápsula del transistor incluso cuando su longitud es pequeña.

Si se montan varios transistores en un radiador común, cada transistor deberá estar asociado con una determinada parte del radiador (un área o longitud según el tipo) cuya resistencia térmica máxima se calcula a partir de las ecuaciones (30) ó (31); es decir, sin tener en cuenta el calor producido por los transistores vecinos. Se puede obtener el tamaño del radiador común sumando las áreas o las longitudes. Si se utiliza un radiador liso, los transistores estarán mejor colocados como muestra la figura 44. En un grupo de este tipo hay que comprobar siempre la temperatura de la base de montaje una vez construido el equipo.



dimensiones en mm

Figura 43a. Dimensiones de la extrusión 30D.



dimensiones en mm

Figura 43b. Dimensiones de la extrusión 40D.

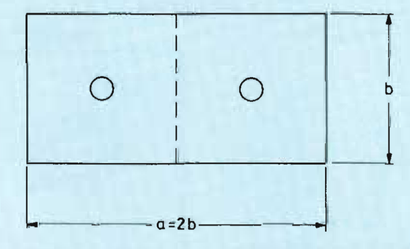


Figura 44. Disposición de dos transistores idénticamente cargados montados en un radiador común.

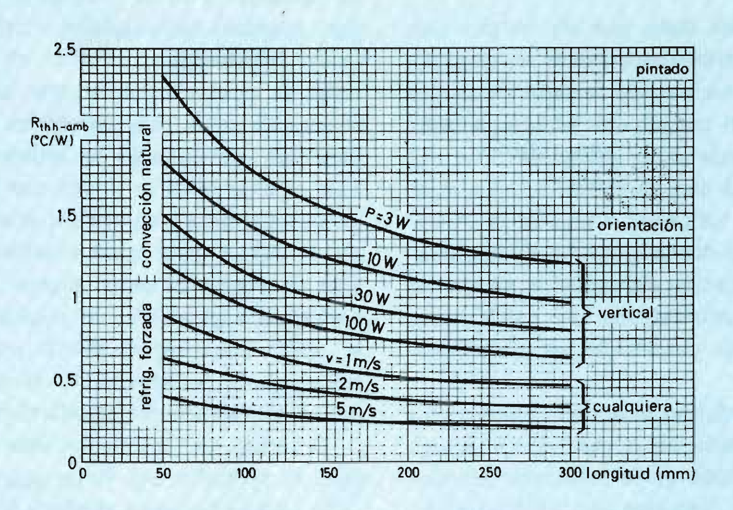


Figura 45. Resistencia térmica de un radiador con aletas (extrusión tipo 40D) en función de la longitud con refrigeración natural y forzada.

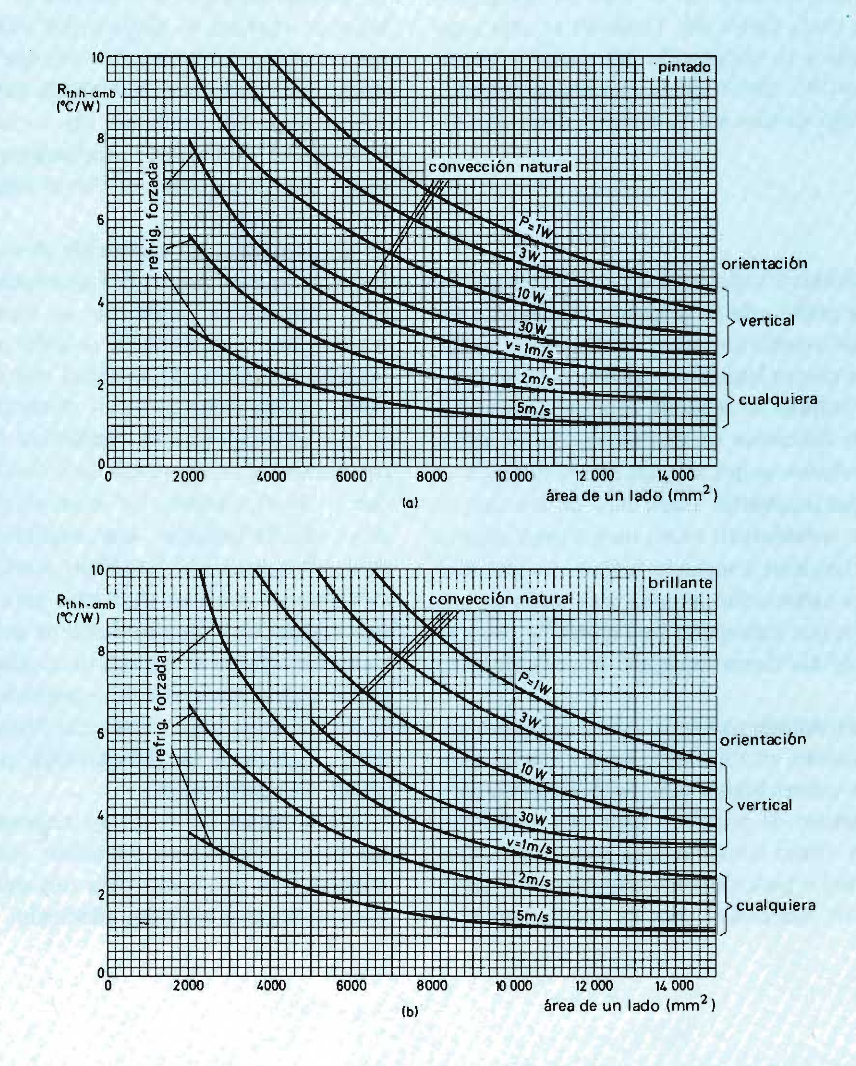


Figura 46. Resistencias térmicas de radiadores (cobre de 2 mm de espesor o aluminio de 3 mm de espesor) bajo condiciones de convección natural o refrigeración forzada, con una cápsula TO-3: (a) negro; (b) brillante.

Refrigeración con aire forzado

Si la resistencia térmica tiene que ser mucho más pequeña que 1°C/W, o el radiador no puede ser demasiado grande, se puede proporcionar aire forzado por medio de ventiladores. Aparte del tamaño del radiador, la resistencia térmica sólo depende ahora de la velocidad del aire de refrigeración. Si el aire de refrigeración circula paralelo a las aletas con suficiente velocidad ($\nu > 0,5$ m/s), la resistencia térmica depende mucho de la potencia disipada y de la orientación del radiador. Obsérvese que la turbulencia de la corriente de aire puede hacer que los valores prácticos se aparten de los valores teóricos.

La figura 45 muestra la forma en que se da la resistencia térmica con aire forzado en el caso de radiadores extrusionados y la reducción en la resistencia térmica o en la longitud que puede obtenerse con la refrigeración con aire forzado.

El efecto del aire forzado en el caso de radiadores lisos se puede ver en la figura 46. También en este caso la potencia disipada y la orientación del radiador tienen solamente un pequeño efecto en la resistencia térmica, siempre que el flujo de aire sea suficientemente rápido.

RESUMEN

El área de funcionamiento seguro de los transistores de potencia es un gráfico de la corriente de colector en función de la tensión colector-emisor en una escala doble logarítmica. Tiene cuatro límites: la corriente, la tensión, la potencia y los límites de segunda ruptura. Este gráfico permite hacer funcionar un transistor con sus máximas posibilidades mientras que asegura que el dispositivo funcionará satisfactoriamente. Cada uno de los cuatro límites deberá ser considerado como un máximo absoluto; al excitar un transistor a segunda ruptura se obtendrá como resultado su destrucción inmediata o por lo menos lo dañará, mientras que sobrepasar los límites de corriente y potencia puede dar como resultado un acortamiento de la vida.

El área de funcionamiento seguro para unas condiciones de funcionamiento estables es la base a partir de la que se derivan las curvas SOAR para todas las otras condiciones. Un transistor de potencia tiene una capacidad térmica definida y como consecuencia, todos los límites SOAR que son total o parcialmente determinados térmicamente pueden ser ampliados para un funcionamiento intermitente; estos límites son el de segunda ruptura, el de corriente y el de disipación de potencia. El SOAR para impulsos rectangulares simples se deduce fácilmente del SOAR para c.c., pero, en la práctica, los transistores de potencia tienen que manejar frecuentemente formas de onda más complejas tales como las que se producen por ejemplo en aplicaciones de conmutación. Este tipo de señal se simula con varios impulsos rectangulares que tienen un período común y se obtiene entonces el SOAR para cada impulso. Se puede deducir el área de funcionamiento seguro de formas de onda no periódicas suponiendo un pequeño factor de trabajo y se puede construir el SOAR para formas de onda no rectangulares transformando la onda en uno o más impulsos de potencia rectangulares equivalentes.

El límite de tensión del área de funcionamiento seguro es normalmente $V_{CEO\ máx}$, la tensión por debajo de la cual no se puede producir la ruptura por avalancha. Hay que tener mucho cuidado de evitar la segunda ruptura cuando funciona por encima de $V_{CEO\ máx}$ ya que la segunda ruptura se dispara por avalancha de inyección que es más difícil de controlar que los mecanismos térmicos que provocan la segunda ruptura por debajo de $V_{CEO\ máx}$. Sin embargo, las curvas SOAR de algunos transistores incluyen ampliaciones por encima de $V_{CEO\ máx}$ que permiten breves excursiones bajo condiciones restringidas.

Sin embargo, no solamente se debe tener cuidado de asegurar que el punto de funcionamiento de un dispositivo permanezca dentro de su área de funcionamiento seguro, sino que también se debe prestar atención a las resistencias térmicas asociadas con el dispositivo. La mayoría de los transistores de potencia necesitan radiador y hay que calcular la resistencia térmica máxima que mantendrá la temperatura de la unión del dispositivo por debajo de su máximo, así como elegir el tipo y el tamaño adecuado de radiador. Las condiciones prácticas bajo las cuales funcionará el transistor pueden diferir de las consideraciones teóricas utilizadas para determinar el radiador adecuado y por lo tanto se deberán comprobar las temperaturas en el equipo determinado. Finalmente, algunas aplicaciones necesitan pequeños radiadores o radiadores de muy baja resistencia térmica, en cuyo caso se debe recurrir a la refrigeración por aire forzado por medio de ventiladores.

En la figura 47 se da un diagrama de flujo que resume el procedimiento adecuado para comprobar si un transistor es adecuado para una determinada aplicación y como llegar al radiador adecuado. ■

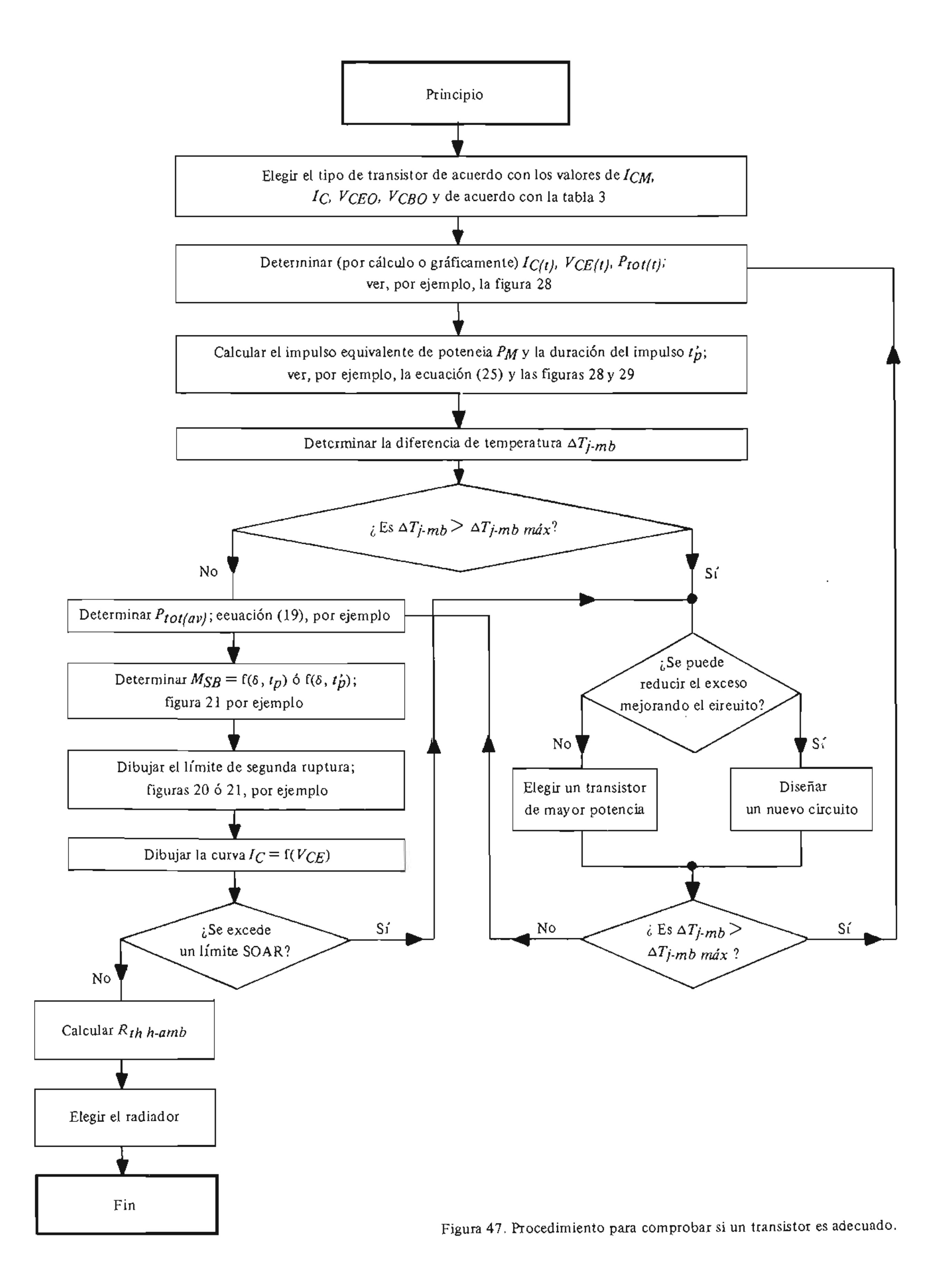


Figura 47. Procedimiento para comprobar si un transistor es adecuado.

Tabla 1. *Símbolos y definiciones.*

Símbolo	Definición
δ	factor de trabajo del impulso
I_C, I_B	corriente continua (o media)
I_{CM}	valor de pico de I_C
$M_{SB(V)}$, $M_{SB(I)}$	factores de multiplicación de tensión y de corriente
P_{tot}	disipación total de potencia en el dispositivo
$P_{tot\ M}$	valor de pico de P_{tot}
$P_{tot\ máx}$	valor máximo de P_{tot} para $T_{mb} > T_{mb\ K}$
$P_{tot\ máx\ K}$	valor máximo de P_{tot} para $T_{mb} < T_{mb\ K}$
$P_{tot(av)}$	disipación media de potencia
R_{BE}	resistencia base-emisor
$R_{th\ j\text{-}mb}$	resistencia térmica entre la unión y la base de montaje
$R_{th\ j\text{-}amb}$	resistencia térmica entre la unión y el ambiente
$R_{th\ mb\text{-}h}$	resistencia térmica entre la base de montaje y el radiador (resistencia térmica de contacto)
$R_{th\ mb\text{-}amb}$	resistencia térmica entre la base de montaje y el ambiente
$R_{th\ h\text{-}amb}$	resistencia térmica entre el radiador y el ambiente (resistencia térmica del radiador)
T_j	temperatura de la unión
T_{amb}	temperatura ambiente
T_{mb}	temperatura de la base de montaje
$T_{mb\ K}$	valor de T_{mb} por encima del cual hay que reducir la máxima disipación de potencia para mantener al dispositivo dentro del área de funcionamiento seguro
$\Delta T_{j\text{-}mb}$	diferencia de temperatura (entre la unión y la base de montaje)
t_p	duración del impulso
T	período del impulso
V_{CE}, V_{BE}	tensión c.c. (o media)
V_{CES}	tensión colector-emisor con $V_{BE} = 0$
V_{CEO}, V_{CBO}	tensión colector-emisor o colector-base con el tercer terminal en circuito abierto
V_{CER}, V_{CEV}	tensión colector-emisor con una determinada resistencia o tensión inversa entre base y emisor
$V_{(BR)CEO}$	tensión de ruptura colector-emisor con $I_B = 0$
$V_{(BR)CEV}$	tensión de ruptura colector-emisor con una tensión inversa de pico entre base y emisor
$Z_{th\ j\text{-}mb}$	impedancia térmica transitoria entre la unión y la base de montaje
$Z_{th\ h\text{-}amb}$	impedancia térmica transitoria entre el radiador y el ambiente.

Tabla 2. *Valores numéricos (ejemplo 5).*

		t_{px}	t_{p1}	t_{p2}	t_{p3}	t_{py}	t_{p4}	t_{p5}	t_{p6}
	(μs)	10	48	198	28	20	170	182	172
δ ($=t_p/T$)		0,05	0,24	0,99	0,14	0,10	0,85	0,91	0,86
$Z_{th\ j\text{-}mb}$ (Fig.22)	(°C/W)	0,17	0,60	2,08	0,40	0,27	1,8	1,9	1,9

Tabla 3. *Propiedades de diversas tecnologías de los transistores.*

Tecnología	Planar	Base epitaxial	Simple difusión	Triple difusión
Velocidad de conmutación	***	*		**
Tensión ruptura	**	**	*	***
SOAR		**	***	*
Tensión saturación	***	**	*	**

Sistemas intensificadores de imágen

En este artículo se estudian los intensificadores de imagen de visión directa cuyas aplicaciones más importantes son en sistemas de visión nocturna para vigilancia.

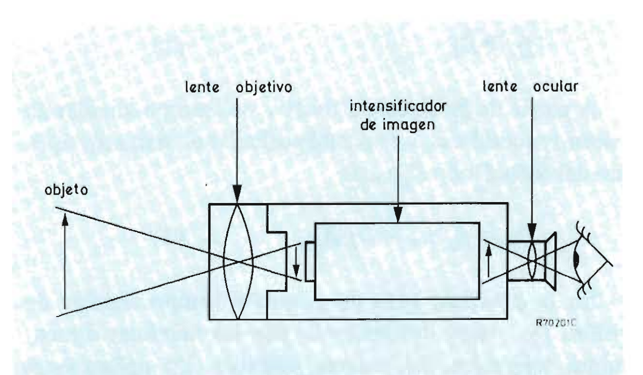


Figura 1. Diagrama esquemático de un sistema de visión directa.

Existen dos tipos de sistemas intensificadores de imagen:

a) Sistemas de visión directa, donde el equipo proporciona una imagen que puede ser observada directamente por el ojo. Las aplicaciones de estos sistemas están asociadas principalmente con los sistemas de visión nocturna para vigilancia. Miras de armas de fuego, visores para conducción nocturna y anteojos de bolsillo para utilizarlos en situaciones de vigilancia con alumbrado urbano.

b) El sistema de televisión de bajo nivel de luz que normalmente se utiliza para sistemas de vigilancia remota.

En este artículo se tratarán los sistemas de visión directa. La figura 1 muestra un diagrama esquemático de un sistema de este tipo. Tiene tres componentes básicos: objetivo, intensificador de imagen y ocular. De ellos, el componente más importante es la lente objetivo que recoge la luz que ha sido intensificada por el tubo de imagen. Si la lente no es capaz de recoger luz suficiente, el sistema no funcionará de forma efectiva independientemente de la elevada ganancia del intensificador de imagen.

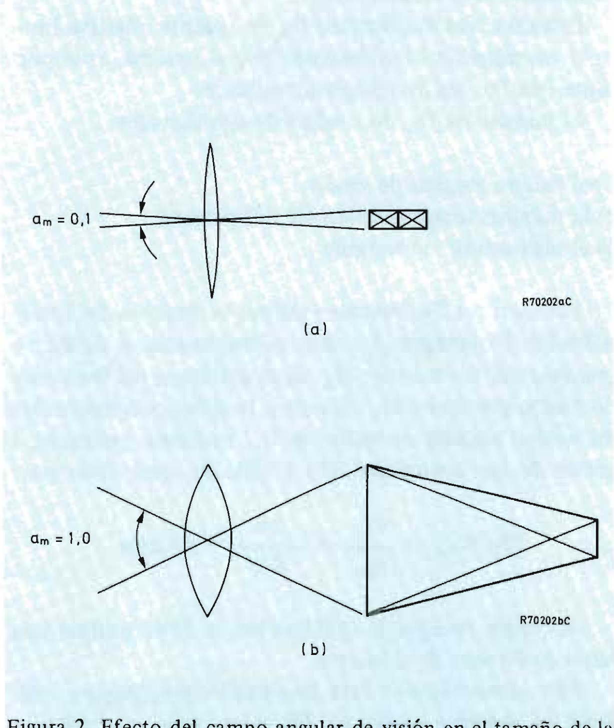


Figura 2. Efecto del campo angular de visión en el tamaño de la ventana de entrada.

Elección de las lentes objetivo

Estas lentes dependerán de las aplicaciones para las que ha sido diseñado el intensificador. Para aplicaciones en miras de arma y vigilancia en un gran margen, el campo angular de visión del sistema es pequeño (véase la figura 2a) lo que permite el uso de tubos de imagen pequeños. Sin embargo, para visores excitadores y vigilancia en corto margen, el campo angular de visión que se requiere debe ser grande (figura 2b) y como consecuencia es necesario un tubo de imagen con fotocátodo de gran diámetro. Para miras de arma, el campo de visión a_m es de 0,1 radianes aproximadamente, mientras que para visores excitadores es del orden de 1 radian.

Con algunas excepciones, las lentes utilizadas en sistemas de visión nocturna tienen un diámetro D_L menor que la distancia focal f_L, es decir:

$$f_L \geqslant D_L \qquad (1)$$

A partir de la distancia focal y del campo angular de visión requerido a_m, es posible calcular el diámetro óptimo del fotocátodo D_p; así:

$$D_p = f_L\, a_m \geqslant D_L A_m \qquad (2)$$

En la práctica, para un pequeño campo angular de visión, D_p estará determinado por las máximas dimensiones tolerables del sistema objetivo. En aplicaciones que requieren un gran campo angular de visión, el factor de limitación es el mismo D_p.

Debido a que el diámetro D_L de la lente objetivo limita la cantidad de luz detectada por el sistema, es importante que D_L sea lo más grande posible.

El tamaño de D_L dependerá de tres factores:

1) el campo angular de visión;
2) la máxima longitud tolerable del sistema;
3) el máximo peso tolerable.

Los factores 2 y 3 pueden limitar la elección del intensificador de imagen y como consecuencia el diámetro máximo del fotocátodo D_p. Si el diámetro del fotocátodo fuera, por ejemplo, 18 mm y la aplicación necesitara un campo angular de visión de 0,2 radianes, entonces, a partir de las ecuaciones (1) y (2), D_L está dado por:

$$D_L \leqslant f_L = \frac{D_p}{a_m} = \frac{18}{0{,}2} = 90 \text{ mm}$$

Así, para recoger la máxima luz se debe utilizar una lente de 90 mm de diámetro.

Este intensificador será demasiado pesado para utilizarlo en sistemas manuales. En estos casos, el diseñador se comprometerá entonces probablemente con una lente de 50 mm de diámetro. Esto reducirá el peso del sistema, pero también reducirá su efectividad para niveles muy bajos de luz. Si se reduce el diámetro de la lente de 90 a 50 mm, la luz recogida se reduce en proporción a la disminución de área; es decir:

$$E_{50} = \frac{(50)^2}{(90)^2}\, E_{90} = 0{,}31\; E_{90}$$

donde E_{50} y E_{90} son las cantidades de luz recogidas con lentes de 50 mm y 90 mm respectivamente. Por tanto, al limitar el peso del sistema (o limitar el máximo diámetro de la lente), el diseñador ha reducido la luz recogida a menos de la tercera parte del caso óptimo.

Si el sistema óptimo fuera capaz de detectar el objeto reflejando 100 μlx de luz, este sistema sólo detectará el mismo objeto si el nivel de luz ha aumentado a 300 μlx, o si el objeto se ha acercado a la lente objetivo una distancia r, donde r^2 es 0,31. Por tanto, el margen en el cual el objeto puede ser detectado se reduce al 55% del caso óptimo. Este ejemplo muestra la importancia del diámetro de la lente en el diseño de un sistema de visión nocturna.

Siempre que sea posible hay que sacrificar el poco peso y el pequeño tamaño por un mayor diámetro de la lente. Es evidente que independientemente de la efectividad de un intensificador de imagen, no se puede obtener el mejor diseño a no ser que la lente objetivo lo permita. Hay que recordar que las lentes con pequeños números f (gran apertura) tienen frecuentemente características de transferencia de modulación inferiores, particularmente fuera del eje. Así, a menos que se tenga cuidado al diseñar la lente, las pérdidas del contraste reducido en la imagen no pueden más que compensar la ganancia de recoger luz eficiente. Para obtener la característica de contraste óptimo del intensificador, la lente objetivo debe tener una función de transferencia de modulación elevada para todas las frecuencias espaciales hasta 30 pares de líneas/mm y no debería ser menor que el 75% para 10 pares de líneas/mm.

El ocular

El diseño del ocular es crítico para la apariencia subjetiva de la imagen. Para miras de arma es normal elegir un ocular que tenga un pequeño campo de salida de visión. Esto permite que el ojo esté más cerca del ocular y por tanto reduce los errores de paralaje en la mira. Para este tipo de lente, es normal un diámetro de 7 a 10 mm con un aumento igual a 7 aproximadamente.

En sistemas que utilizan intensificadores de imagen de primera generación, el ocular puede tener un aumento mayor que 10. Sin embargo, debido al ruido inherente en los tubos de placa de microcanal inversores, es aconsejable limitar el aumento a 5 en sistemas que utilizan dispositivos de segunda generación. Con aumentos me-

nores, el ruido es menos molesto y como consecuencia la información aparece más clara; sin embargo, observadores con experiencia encontrarán más útil un aumento igual a 10.

Para aplicaciones de vigilancia y visores para conducción, es más confortable utilizar los dos ojos para ver la pantalla. Esto se puede lograr utilizando dos sistemas separados, uno para cada ojo, o un único ocular para observar con los dos ojos. Como consecuencia, muchos sistemas utilizan binoculares. Estos tienen diámetros grandes y normalmente permiten al observador ver la pantalla desde una distancia de 15 a 45 cm. Un aumento igual a 5 es el máximo que se puede utilizar satisfactoriamente.

Alumbrado urbano

Cuando la escena contiene luces fuertes o destellos brillantes, la iluminancia de la pantalla de un intensificador de imagen en cascada puede llegar a ser tan elevada que disminuye el contraste de la imagen. Por tanto, en aplicaciones donde esto es fácil que ocurra, habría que utilizar tubos de segunda generación que tienen la ventaja del efecto de saturación de la luz elevada puntual de la placa de microcanal.

Finalmente, un resumen de los tipos de intensificadores de imagen de 1.ª y 2.ª generación es:

Primera generación

– Una etapa	XX1050
– 3 etapas en cascada	XX1060/01
	XX1063

Segunda generación

– Tipos de placa de microcanal inversora	XX1306
	XX1332
	XX1380
– Tipos de placa de microcanal enfocados de doble proximidad	XX1410 ■

TUBOS DE CAMARA



Nuestros vidicones se caracterizan por su reducido tamaño, por lo que son adecuados para cámaras ultracompactas.
Poseen una amplia respuesta espectral, una elevada resolución, una baja corriente de oscuridad y una larga duración de vida con ausencia de deterioro por rayos X internos si trabajan con tensiones de cañón electrónico típicas.
Su sensibilidad es elevada y pueden ser empleados en ambientes con bajos niveles de iluminación.

DESVIACION Y ENFOQUE	DIAM.	REJILLA	LONGIT. (mm)	RESOLUCION (líneas TV)	APLICACION Industrial	Estudio	Médica	Científica	General	TIPO
MAGNETICO	1"	no separada	130	≥ 600	●	●		●		XQ 1031
					●			●	●	XQ 1032
		separada	159	≥ 1000		●		●		XQ 1240
					●	●		●	●	XQ 1241
				≥ 60 líneas/mm			●	●		XQ 1280
							●	●		XQ 1285
				800	●	●		●		XQ 1440
			160	650	●			●		XQ 1442
			159	≥ 600	●	●				XQ 1400
					●			●		XQ 1401
					●			●	●	XQ 1402
	2/3"	no separada	105	450	●			●	●	XQ 1270
		separada	105	600	●			●	●	XQ 1271
			108	650	●	●		●		XQ 1274
					●			●		XQ 1276
ELECTROSTATICO	2/3"	separada	105	≥ 400	●			●	●	XQ 1272
			108	600	●	●		●		XQ 1275

Control de funciones de audio por c.c.

Este artículo presenta una gama completa de circuitos integrados para el control de funciones de audio por c.c. Los dos primeros circuitos integrados son el TDA1028 y el TDA1029, selectores integrados de fuente, que pueden ser utilizados para cierto número de funciones de conmutación de pequeña señal.

¿Qué son funciones controladas por c.c.?

Los equipos modernos de audio se caracterizan por su pequeño tamaño, elevada calidad y un elevado grado de sofisticación, comparados con los equipos de audio de hace pocos años. Mucho más compactas que sus predecesoras, las unidades de audio tienen actualmente una elevada densidad de componentes, poca profundidad y un gran número de controles para realizar las funciones del circuito que se deseen. Además, debido a la iniciativa de los fabricantes de receptores de televisión para proporcionar control remoto desde el sillón existe una creciente demanda de control remoto para las unidades de audio.

Los conmutadores y potenciómetros normalmente utilizados para realizar las funciones requeridas pueden ser sustituidos, o el circuito modificado, de modo que todas las funciones sean controladas por c.c. Como veremos, esto conduce a una considerable simplificación del circuito y, especialmente importante para el control remoto, la distancia entre el punto de control y el circuito de la función controlada puede ser considerable debido a la ausencia de señales en las líneas de control.

Por supuesto, los conmutadores son todavía necesarios como controles. Pero como su función sólo consiste en conectar y desconectar la c.c., o posiblemente invertir la polaridad, el tipo de conmutador empleado puede ser muy sencillo y también puede ser pequeño. Esto implica que la persona que escucha puede estar provista de una unidad de control remoto del tipo "calculadora" con pulsadores integrales, y también que los controles manuales en el panel frontal del equipo de audio puedan reducirse considerablemente en tamaño, siguiendo la línea de diseño moderna. Los controles, que ahora son simples conmutadores, también se pueden colocar en cualquier otro lugar del equipo y no se tienen que montar cerca del circuito que controlan a causa de problemas de realimentación u otros.

¿Qué funciones de audio pueden controlarse por c.c.?

Actualmente, el control de c.c. se puede aplicar al volumen, balance estéreo, graves, agudos y a todas las conmutaciones de pequeña señal. Ejemplo de estas últimas son: selector de entrada (fonocaptor, radio AM/FM, grabador, auxiliar), conmutador monitor, filtro de ronquido, filtro de ruido, conmutador mono-estéreo y conmutador conexión/desconexión.

Problemas de los conmutadores multipolares selectores de fuente

Aunque los conmutadores miniatura actuales son más fiables que los de antes, las desventajas de su utilización han sido grandes y nos hemos acostumbrado a ellas. Sin embargo, estas desventajas existen y, a pesar de la reducción de tamaño y del uso de materiales de contacto

mejorados, resulta apropiado examinar ahora más detalladamente estas desventajas para apreciar mejor los rasgos más sobresalientes de la conmutación electrónica mediante control de c.c.

Junto con los problemas que se presentan al elegir y aplicar conmutadores de tamaño normal, los conmutadores miniatura presentan otras dificultades, particularmente durante la instalación. Además, cuanto más pequeños más caros. Entonces, evidentemente se elige el mayor conmutador miniatura que se pueda acomodar en el espacio disponible.

Los principales problemas surgen de una instalación inadecuada. Los conmutadores miniatura rara vez son herméticos; como consecuencia, la inmersión o pulverización en disolventes conduce a menudo a contaminaciones dentro del conmutador y sobre las superficies de contacto. Incluso si los conmutadores están cerrados, a causa de un excesivo calor aplicado a los terminales del conmutador, a veces éstos se dilatan y se rompe el encapsulado, de modo que se crean más posibilidades para la entrada de contaminantes. En particular, la pasta de soldar penetra en el conmutador y si llega hasta los contactos puede producir un circuito abierto permanente o, aún peor, una condición intermitente. Una vez que los contaminantes penetran en el conmutador, la avería es generalmente irreversible.

También se pueden presentar problemas de calentamiento. Muchos conmutadores originalmente diseñados para que sus terminales se suelden a mano uno a uno, no pueden soportar el calor que se produce si se sueldan todos los terminales simultáneamente. Con circuitos de pequeña señal donde se utilizan cables blindados, la soldadura adicional del blindaje puede dar lugar a un aumento del calor que puede estropear el conmutador, desalinear contactos, reducir la tensión del muelle, etc. Incluso si se emplea soldadura manual, la operación puede resultar cara y lenta.

La conmutación de la selección de fuente en un amplificador de audio se realiza normalmente por medio de conmutadores giratorios miniatura o por una serie de conmutadores sencillos cada uno con su propio pulsador y que realizan una sola función. En los diseños modernos de equipos "planos", casi siempre se utilizan conmutadores en línea. Los conmutadores están dispuestos de modo que cuando se elige una determinada entrada, la entrada previamente seleccionada se desconecta y queda unida a masa. Estos conmutadores normalmente son de buena calidad, relativamente baratos y se pueden utilizar en gran cantidad. Sin embargo, hay que tener especial cuidado para evitar el ruido. Afortunadamente, la acción de los contactos deslizantes permite el uso económico de recubrimientos de plata para los contactos. En sitios donde ha de emplearse poco el conmutador, algunos fabricantes aplican una fina capa de oro para evitar la formación de óxido sobre la plata. Por supuesto, estos tipos son más caros.

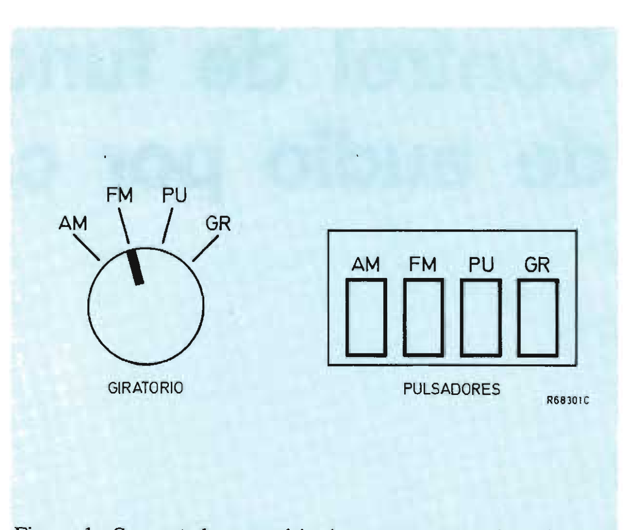


Figura 1. Conmutadores multipolares convencionales selectores de fuente con las pequeñas señales aplicadas al panel mediante cableado apantallado.

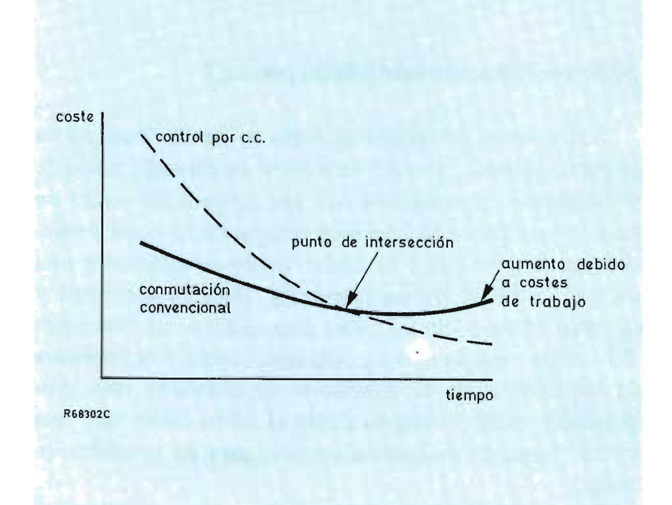


Figura 2. El punto de intersección depende del diseño del aparato y de los métodos de producción.

¿Qué necesita el constructor de equipos?

El desarrollo de la conmutación de señal mediante circuitos integrados controlados por c.c. se basa evidentemente en la necesidad de un control remoto de las funciones de audio. Como el precio de la instalación de conmutadores mecánicos aumenta y el de los nuevos circuitos integrados disminuye, se llegará a un punto en el que el control por c.c. de las funciones de audio será una solución más efectiva y económica que la utilización de conmutadores mecánicos, incluso aunque no se requiera control remoto. En este momento, el constructor de equipos se interesa principalmente por el valor de sustitución de los nuevos productos.

Pero el valor de sustitución no es el único aspecto que el constructor ha de considerar. El control de c.c. también proporciona flexibilidad en el estilo, aspecto importante para la venta. Además, con la posibilidad de aplicar el control remoto, el constructor puede dedicar algo más al nuevo sistema.

Los circuitos integrados de control están diseñados para ser montados en una placa de circuito impreso adyacente al circuito que debe conmutar. Por tanto, no se necesitan cables blindados y así se reducen los costes de las operaciones de soldadura así como el del mismo cable. Un sencillo cable de control no blindado es todo lo que se necesita para hacer funcionar el "conmutador"; el extremo del cable se conecta a masa.

Por tanto, los aspectos de control de c.c. que se pueden considerar son:

- control remoto;
- flexibilidad en el estilo;
- fácil montaje (mecánico y eléctrico);
- valor de sustitución;
- evita los problemas asociados a los conmutadores mecánicos.

Campos de aplicación

Evidentemente los equipos de audio de Hi-Fi representan la principal aplicación de los nuevos dispositivos. En algunos casos, la flexibilidad de diseño que los nuevos dispositivos pueden proporcionar al constructor será el principal atractivo, con la posibilidad de control remoto como ventaja adicional.

En términos de la producción de equipos, esto significa que se puede producir un "chasis normalizado" para un determinado modelo; los controles manuales (funcionamiento en c.c.) pueden colocarse en el sitio más adecuado y se pueden realizar versiones con control remoto del mismo modelo como "opción extra", mediante un módulo adicional y el controlador remoto.

Otra importante aplicación de los nuevos dispositivos

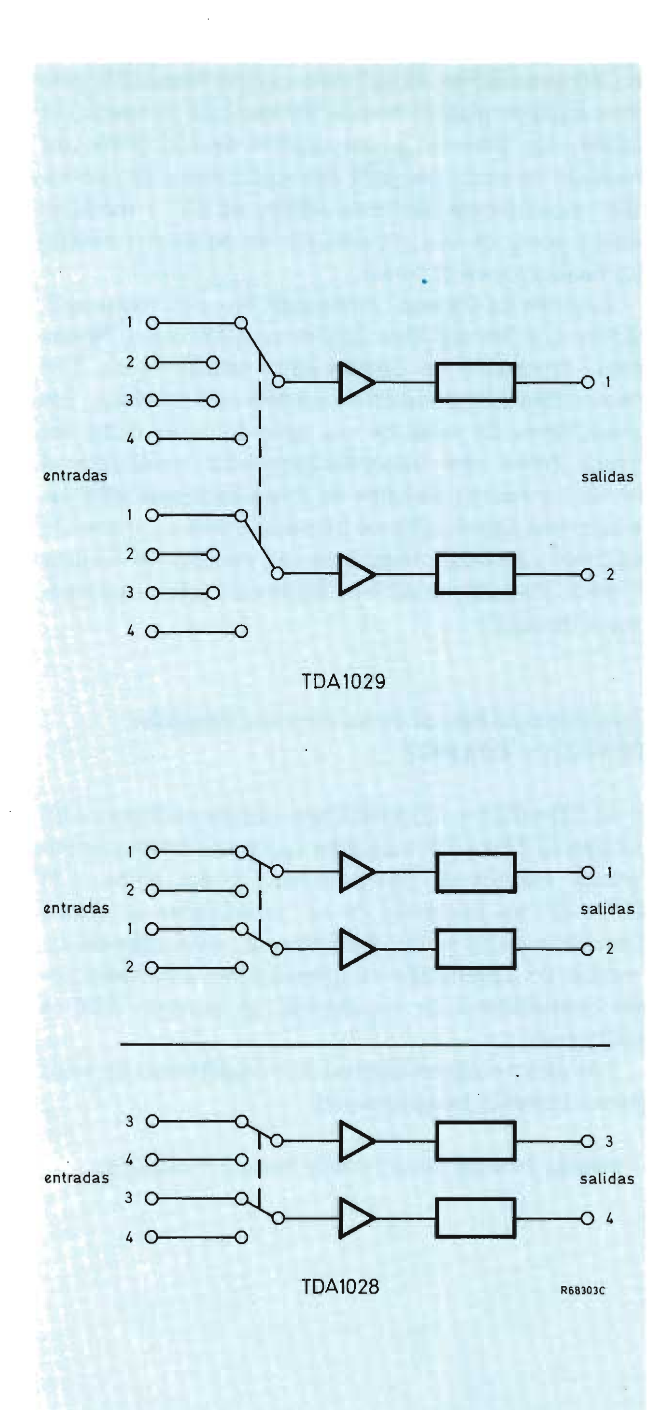


Figura 3. El circuito integrado TDA1029 simula un conmutador de cuatro posiciones y dos polos, mientras que el TDA1028 actúa como un par de conmutadores aislados de dos posiciones y dos polos.

son los autorradios. El reducido espacio disponible para estos equipos plantea severas limitaciones al diseño del mismo. Un autorradio con control de c.c. puede ser montado en cualquier parte del automóvil y ser controlado remotamente mediante señales de c.c. a través de cable a partir de una pequeña fila de pulsadores montados fácilmente en el tablier.

También los órganos constituyen una importante aplicación. Con los métodos usuales es difícil conseguir una buena separación de canales entre señales de c.a. Los nuevos dispositivos resuelven también este problema. Las largas líneas de señal de c.a. que van a las teclas del órgano deben estar blindadas para evitar interacción; el uso de los nuevos circuitos de conmutación de señal las reduce a un simple cable no blindado que lleva solamente corriente continua. Además de las ventajas de eliminar el cable blindado, se obtiene fácilmente una buena separación de canal.

Características básicas de los circuitos integrados TDA1028 y TDA1029

El TDA1028 y TDA1029 son circuitos integrados bipolares. El TDA1028 realiza las funciones de dos conmutadores aislados de dos posiciones y dos polos, y el TDA1029 las funciones de un conmutador de cuatro posiciones y dos polos. Básicamente, estos dispositivos constan de amplificadores operacionales conectados como convertidores de impedancia; su ganancia total es igual a uno.

Las características técnicas más importantes de estos nuevos circuitos integrados son:

- manejo de señal de entrada de hasta 5 V eficaces;
- baja distorsión de 0,02% a 1 kHz y de 0,04% a 20 kHz;
- baja diafonía de sólo −75 dB a 1 kHz y 47 kΩ de resistencia de generador entre una entrada conectada y otra desconectada, o sólo −90 dB entre dos entradas conectadas;
- bajo ruido de sólo 5 μV desde 20 a 20.000 Hz con una resistencia de generador de 47 kΩ;
- impedancia de entrada de hasta 470 kΩ.

¿Por qué tecnología bipolar?

El factor de distorsión de los conmutadores MOS depende mucho de la resistencia de generador y de la frecuencia. Para baja distorsión se requiere una baja resistencia de generador. El factor de distorsión de estos dispositivos bipolares es sumamente bajo, independiente de la resistencia de generador y prácticamente independiente de la frecuencia. Para obtener valores similares con dispositivos MOS, cada uno de los conmutadores tendría que ser excitado por un seguidor de emisor.

Las entradas de control de los nuevos dispositivos sólo necesitan ser conectadas a masa mediante un simple conmutador. Los circuitos MOS actuales necesitan mucho más gasto en conmutadores mecánicos o electrónicos.

Si se utilizan conmutadores MOS para conectar una fuente externa (micrófono, grabador, etc.) a amplificadores de audio de calidad, delante de cada entrada hay que conectar seguidores de emisor. Estos no son necesarios si se utilizan conmutadores bipolares.

Como los circuitos integrados bipolares representan convertidores de impedancia, se pueden construir fácilmente filtros activos sencillos (ronquido, ruido de aguja, etc.). Con conmutadores MOS, estas funciones sólo se pueden realizar con componentes activos adicionales. ■

Bibliografía

KEN TRACTON

LOGICA Y TEORIA DE LOS AMPLIFICADORES OPERACIONALES LINEALES
Paraninfo. Magallanes 25. Madrid 15
Un volumen de 200 páginas (21,5 x 15,5 cm). 1977



Aunque este libro está enfocado fundamentalmente al estudio del funcionamiento y aplicación de circuitos integrados lineales, también incluye bastante información sobre dispositivos digitales. Se dan diversas aplicaciones digitales para contrastar las dos familias de circuitos integrados, considerando el cálculo matemático en los casos necesarios.

Por tanto, puede ser una obra de interés para los aficionados a la electrónica que tengan un conocimiento básico de los componentes de circuitos pasivos así como cierta experiencia con circuitos amplificadores, y deseen ampliar sus conocimientos explorando el amplio campo de los semiconductores.

Indice resumido:

1. Circuitos integrados, construcción y operación.
2. Componentes externos.
3. Fuentes de alimentación.
4. Como trabajar con los circuitos integrados.
5. Amplificadores operacionales.
6. Circuitos integrados digitales.
7. Circuitos híbridos e interface.
8. Proyectos de audio.
9. Dispositivos de calibración.
10. Análisis matemático del amplificador operacional.

ALFREDO BORQUE PALACIN

EQUIPOS MUSICALES
QUE SON Y COMO OBTENER EL MEJOR RENDIMIENTO
Paraninfo. Magallanes 25. Madrid 15
Un volumen de 158 páginas (21,5 x 15,5 cm). 1978



El objetivo de este libro es ofrecer al aficionado un nivel mínimo de conocimientos de audio que le permitan obtener el máximo rendimiento de cualquier equipo musical.

Los capítulos 1 al 6 estudian los fenómenos de grabación, recepción y reproducción de sonido.

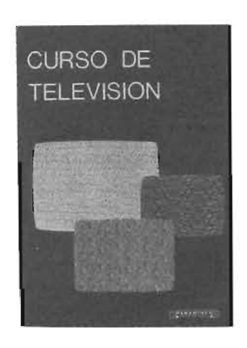
El capítulo 7 da unos conceptos teóricos sobre amplificadores de baja frecuencia.

El capítulo 8 describe algunos equipos comerciales. Y finalmente la obra concluye con un resumido diccionario de audiofrecuencia.

La exposición de la obra es en forma de enseñanza programada: compendio de conceptos relativos a una determinada materia expuestos gradualmente y con una pregunta al final de cada párrafo o explicación.

E. CARRETIE y J. M.ª ANGULO

CURSO DE TELEVISION
Paraninfo. Magallanes 25. Madrid 15
Un volumen de 480 páginas (21,5 x 15,5 cm). 1977



Este libro ofrece una versión panorámica de lo que es un receptor de televisión. Comenzando por los conocimientos más elementales, se va describiendo con detalle la problemática de la emisión y principalmente de la recepción de la señal de televisión. A continuación se da una exposición completa de los bloques de un televisor actual, finalizando con un interesante estudio de antenas.

En el desarrollo de la obra se ha evitado el rigor y el cálculo matemático para facilitar la comprensión del tema.

Como el fin principal es la aplicación práctica de los conocimientos adquiridos, se ha incluido un apéndice que trata de las averías. En él se encontrarán las más típicas, con sus síntomas en la pantalla y los componentes responsables, que ayudarán sin duda a una mejor comprensión global del texto.

W. JAK

CUADRIFONIA
HAGA USTED MISMO SUS EQUIPOS ESTEREOFONICOS: BIFONICOS Y TETRAFONICOS
Paraninfo. Magallanes 25. Madrid 15
Un volumen de 152 páginas (21,5 x 15,5 cm). 1978



En este libro se muestran algunas construcciones de los elementos más importantes de una instalación musical de alta fidelidad y se dan propuestas para instalaciones musicales cuadrifónicas de tres o cuatro canales.

La exposición del libro se hace de forma clara y sencilla y por tanto fácilmente comprensible por los aficionados a los equipos de alta fidelidad.

Indice resumido:
1. Cómo debemos proceder.
2. Amplificador de potencia de 10 . . . 15 W.
3. Amplificador de potencia de 20 W acoplado a corriente contínua.
4. Amplificador principal Audiak MK-II.
5. Construcción de un amplificador de tres vías.
6. Amplificador de regulación simple.
7. Amplificador de regulación Audiak MK-II.
8. Cuatro informaciones procedentes de fuentes de señales de dos canales. Cuadrifonía.
9. Reverberación mediante un resorte.
10. Aparato de cinta de ecos Audiak.
11. Estabilidad de amplificadores.

Circuitos integrados para TV color

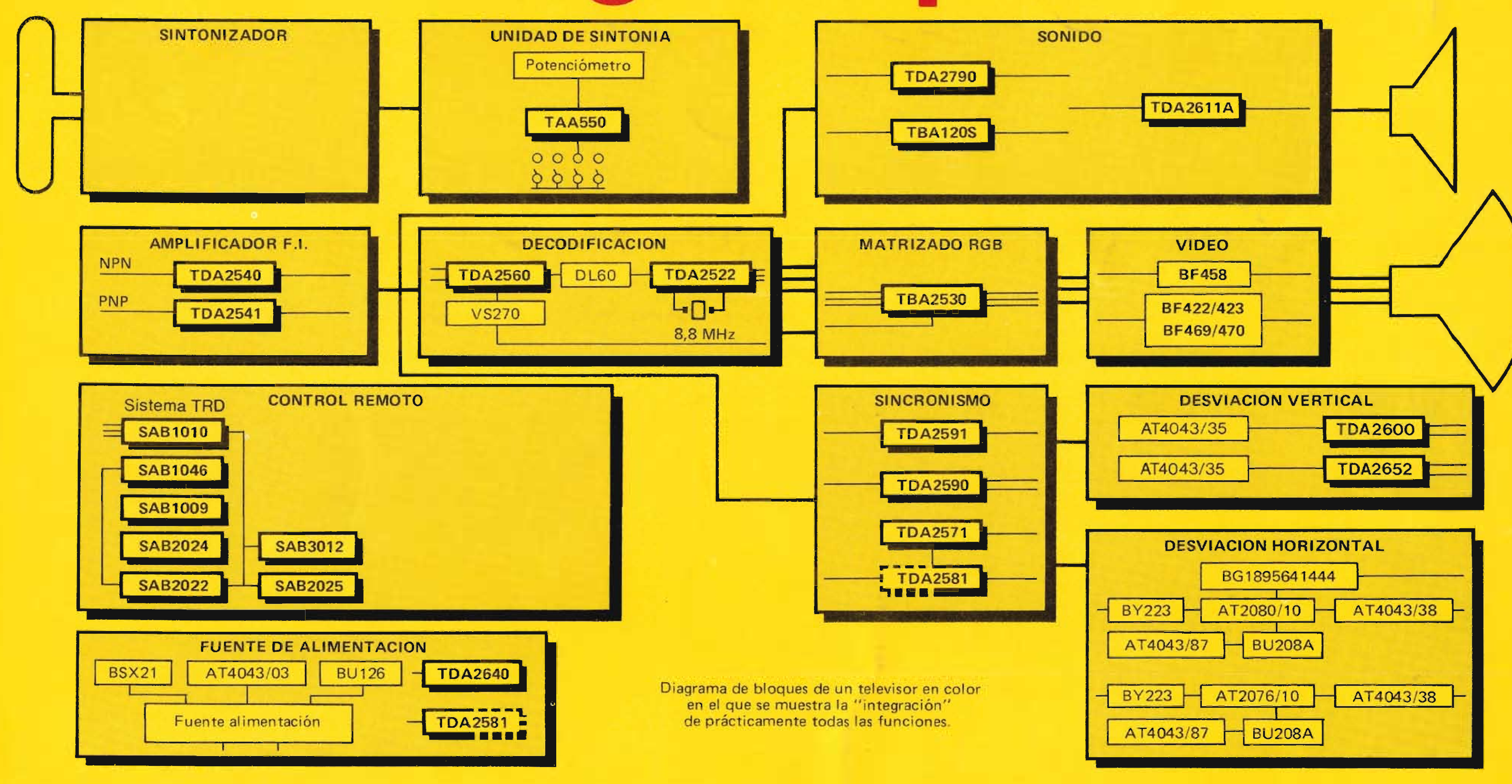


Diagrama de bloques de un televisor en color en el que se muestra la "integración" de prácticamente todas las funciones.



Revista "Miniwatt"

Vol. 18 - Núm. 2

50 Ptas.

[redacted]

Unidades de desviación AT 1074 y AT 1038/40 para tubos monitores semiprofesionales

Revista "Miniwatt"

Ro

VOLUMEN 18 - Número 2

FEBRERO 1979

INDICE

PUBLICADA POR COMPAÑIA DE PRODUCTOS ELECTRONICOS "COPRESA", S. A.

SUSCRIPCION ANUAL (11 números). . . . 450 Ptas.
GASTOS ENVIO CONTRA-REEMBOLSO . 30 Ptas.
CAMBIO DOMICILIO . . . . 25 Ptas.

Depósito Legal: B.18.387-61

GRAFESA - Nápoles, 249 - Barcelona

Visualizadores de cristal líquido: Segunda parte

En la primera parte de este artículo (Revista Miniwatt, Vol. 17, Núm. 11), se describieron los principios de funcionamiento y la fabricación de los visualizadores de cristal líquido.

En esta parte se tratan los aspectos prácticos de su utilización: su iluminación, sus características eléctricas, las formas de diseñar sus circuitos de excitación y finalmente el diseño de un visualizador respecto a su realización óptima.

UTILIZACION DE LOS VISUALIZADORES DE CRISTAL LIQUIDO

Los visualizadores de cristal líquido son elementos pasivos. Dependen de las fuentes de luz exteriores y su resultado depende en gran parte del método de iluminación. Como los visualizadores de cristal líquido no producen luz, sino que modulan la luz incidente, su consumo de potencia es pequeño, lo que los hace adecuados para ser excitados directamente a partir de circuitos integrados.

Iluminación y resultado

La luz ambiente es la forma usual de iluminación de los visualizadores de cristal líquido. La luz diurna o la artificial que incide en la cara frontal (lado de observación) del visualizador es reflejada por un espejo o una superficie difusa detrás del visualizador y modulada durante su paso a través del cristal líquido. Como alternativa se puede incorporar alguna fuente de luz en el equipo detrás del visualizador. Es posible equipar al visualizador con una superficie posterior parcialmente reflexiva de forma que puedan ser utilizadas fuentes de luz tanto externas como internas. De esta forma, la energía necesaria para producir la luz puede ahorrarse cuando la iluminación ambiente es suficiente para la observación. Se puede incluir un fotodetector que conmute la fuente de luz interna. Así pues, los visualizadores de cristal líquido son ideales para equipos portátiles accionados por baterías.

Se puede utilizar cualquier clase de iluminación siempre que sea uniforme: luz ambiente difusa, o una fuente de luz de un área extensa o de gran abertura detrás del visualizador. La luz ambiente normalmente es suficientemente difusa. En la figura 14 se muestran algunas de las disposiciones posibles para la iluminación.

Quizás el desarrollo reciente más interesante en técnicas de iluminación es el FLAD (visualizador activado por fluorescencia), figura 15. Una hoja de material transparente, como el polimetil metacrilato (Plexiglas) es cargado con algún material fluorescente teñido, tal como la fluorescina. La luz que incide en la hoja es convertida por el material en luz a la longitud de onda de su fluorescencia y dispersada. Debido a la reflexión total interna, gran parte de esta luz es atrapada dentro de la hoja. Si la hoja está grabada con surcos correspondientes a las posiciones de los elementos del visualizador, la luz recogida emergerá de los surcos que aparecen como líneas brillantes en la superficie de la hoja. Estas líneas brillantes aparecerán a través de los elementos conectados del visualizador dispuesto encima de la hoja. La hoja puede extenderse más allá del área del visualizador para captar la luz ambiente. Como el visualizador funciona efectivamente con luz transmitida, la luz ambiente puede ser reforzada por una fuente colocada detrás de la hoja. Esto será necesario raras veces, ya que la hoja FLAD amplifica eficazmente la luz ambiente concentrándola allí donde se necesita.

Otra forma de iluminación posterior adecuada para ser utilizada con visualizadores de cristal líquido es la Betalita. Esta es una ampolla de vidrio cubierta interior-

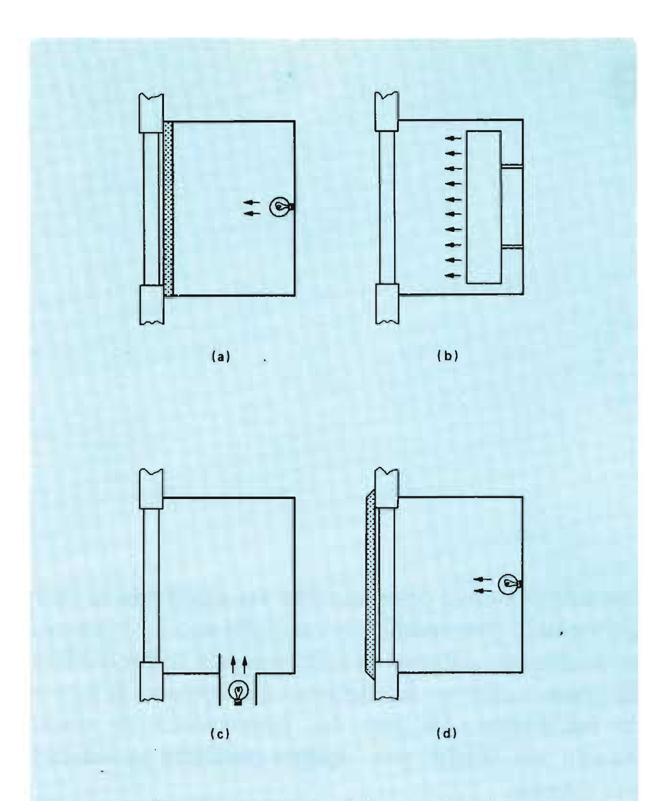


Figura 14. Diversos métodos de iluminación difusa para un visualizador de cristal líquido de transmisión. En (a) se utiliza una pantalla translúcida para dispersar la luz de una pequeña lámpara. En (b) se utiliza una fuente de luz de gran superficie. Una luz oculta se utiliza en (c) para iluminar una caja de superficie mate. En (d) se utiliza una pantalla difusora en frente del visualizador de cristal.

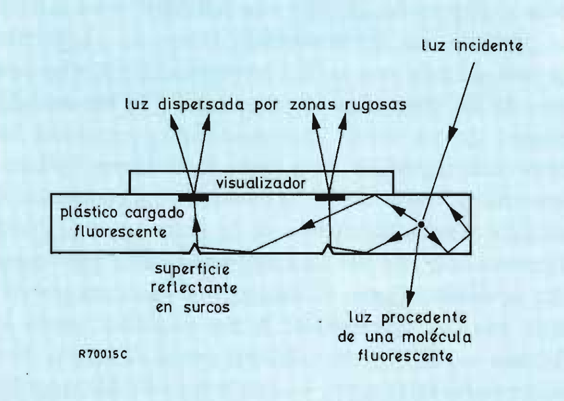


Figura 15. FLAD. Un visualizador de transmisión es iluminado por la luz de una hoja de plástico cargada con un teñido fluorescente.

mente con un fósforo y llena de tritio, isótopo radiactivo del hidrógeno. El tritio emite rayos β (electrones) que excitan el fósforo y emite luz. El tritio tiene una vida media de 20 años.

Las películas correctas para la modulación de luz deberán seleccionarse conjuntamente entre el fabricante del visualizador de cristal líquido y quien los incorpore en la fabricación de visualizadores.

Para obtener un buen resultado de un visualizador se deben cumplir dos condiciones:

– el brillo total del visualizador deberá ser comparable al de sus alrededores inmediatos;
– debe haber un contraste adecuado entre los elementos conectados y los desconectados (luminancia o contraste de color).

En el caso de cambio de color, se necesitará una luminancia relativa más elevada.

Parámetros importantes del visualizador son: el contraste y la variación del contraste con el ángulo de observación. El contraste puede expresarse como la relación entre la luminancia del elemento conectado y la del elemento desconectado. Sin embargo, esta medida debe tratarse con precaución, ya que la capacidad del ojo para apreciar diferencias de contraste depende de la luminancia de las superficies comparadas. Además, la percepción del color es adecuada solamente con una luminancia más bien alta, lo que implica el funcionamiento por transmisión.

El contraste observado depende del ángulo de observación con respecto a la superficie del visualizador y a la orientación del director. Además, la forma del diagrama polar de la relación de contraste depende de la tensión aplicada. La figura 16 muestra dos pares de diagramas polares medidos cada uno para dos niveles de tensión aplicados y tomados perpendicular o paralelamente a la dirección media del director. La asimetría que existe en el plano paralelo a la orientación media del director para niveles de tensión bajos, no puede ser evitada por el diseño del visualizador o con la adición de películas moduladoras. Por esta razón, la posición relativa entre el visualizador instalado y la orientación media del director deberá ser cuidadosamente elegida. Según la aplicación, se puede preferir la simetría derecha-izquierda a la simetría vertical.

Características eléctricas

Los visualizadores de cristal líquido tienen unas propiedades eléctricas bastante favorables. La figura 17 muestra dos características del contraste en función de la tensión aplicada y define las tres tensiones que serán utilizadas al estudiar el sistema de excitación. Obsérvese

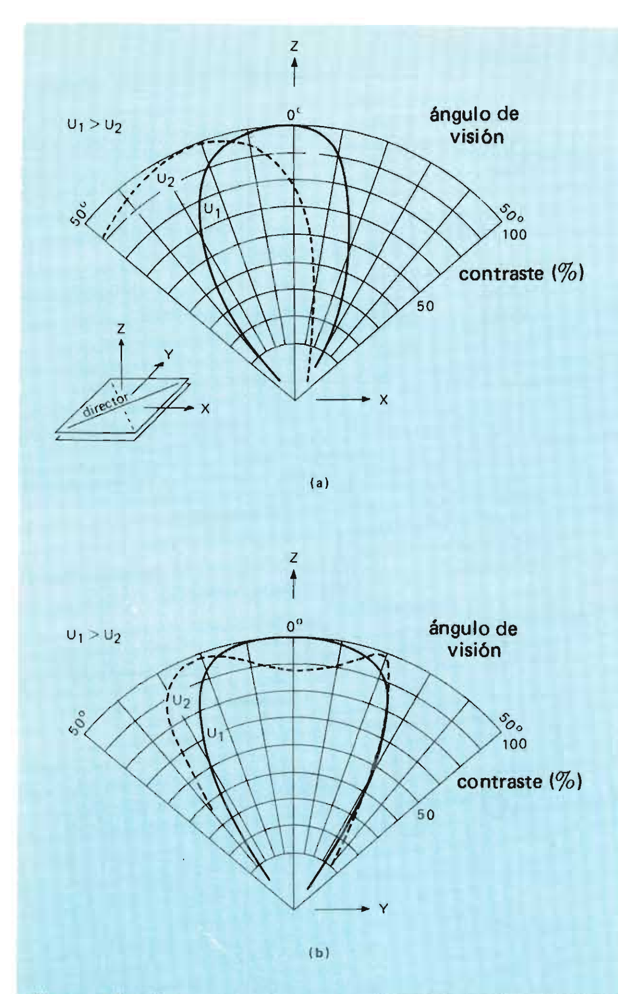


Figura 16. Diagramas polares que muestran la variación del contraste observado con el ángulo de observación para un visualizador de cristal líquido de transmisión. El dibujo intermedio muestra los planos sobre los cuales se toman los diagramas. La respuesta en línea continua se obtuvo con una tensión más elevada que la respuesta en línea a trazos.

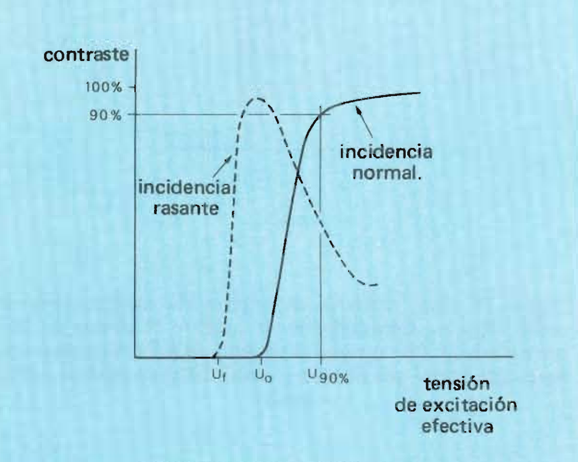


Figura 17. Contraste en función de la tensión aplicada para incidencia normal y rasante, mostrando las tres tensiones importantes en el diseño de excitadores de visualizadores de cristal líquido.

que en este artículo se utilizará el símbolo U para designar los valores efectivos de la tensión. Las tres tensiones efectivas se definen como:

- U_f: la tensión para la cual un visualizador empieza a hacerse visible cuando es observado muy oblícuamente (es decir con un ángulo rasante con la superficie del visualizador). Esta tensión también se conoce como tensión de Frédrick.
- U_0: la tensión para la cual un visualizador empieza a hacerse visible cuando es observado perpendicular a su superficie.
- U_{90}: la tensión necesaria para tener un contraste del 90% cuando es observado perpendicular a la superficie del visualizador.

Obsérvese que se definen dos tensiones umbral: U_f se aplica a los visualizadores reflexivos que tienen que ser observados bajo un ángulo amplio; U_0 se aplica a los visualizadores que son utilizados con luz incidente casi perpendicular a su superficie, visualizadores de transmisión en particular.

Para evitar los efectos electroquímicos y el parpadeo, la frecuencia de funcionamiento deberá ser por lo menos de 30 Hz. El límite superior de frecuencia es determinado por la frecuencia de corte del visualizador en los visualizadores de dispersión dinámica, o por la capacidad de carga permitida en los excitadores. El consumo de energía de un visualizador nemático rotatorio aumenta para frecuencias de excitación por encima de unos 100 Hz.

La figura 18 muestra un circuito equivalente simplificado de un visualizador nemático rotatorio normalizado a un área de electrodos de 1 cm^2. Los parámetros típicos y límites están señalados.

Sistemas de excitación estática

En los sistemas estáticos se dispone un excitador para cada elemento del visualizador. La tensión aplicada a cualquier elemento es independiente de la tensión aplicada a otros elementos, de tal forma que U_{OFF} puede ajustarse a 0 V y U_{ON} a 5 V, o como sea necesario. Esta independencia de la tensión de excitación entre elementos es una ventaja importante de la excitación estática sobre la multiplexada como se verá en el próximo apartado.

Son posibles varias disposiciones de excitación: en la figura 19 se muestran tres. Todas las disposiciones ilustradas emplean dispositivos MOS, pero los elementos bipolares son igualmente adecuados. La figura 19a muestra una etapa excitadora complementaria de terminación única con un condensador de bloqueo de la c.c. en la salida. (Los visualizadores de cristal líquido provistos de

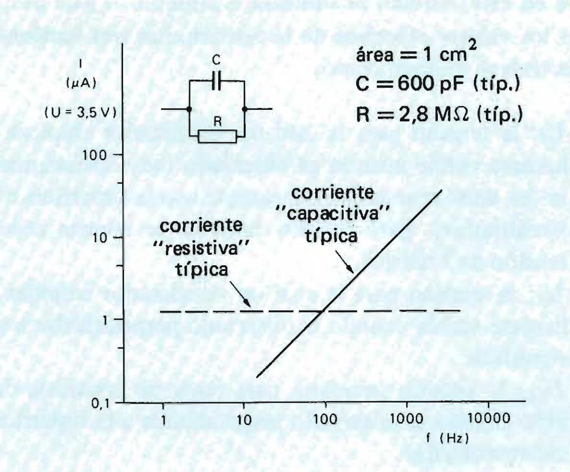
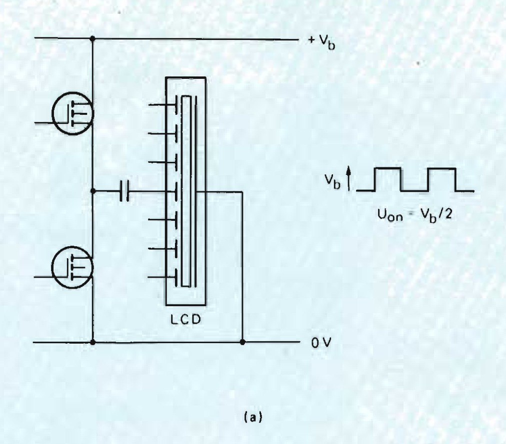
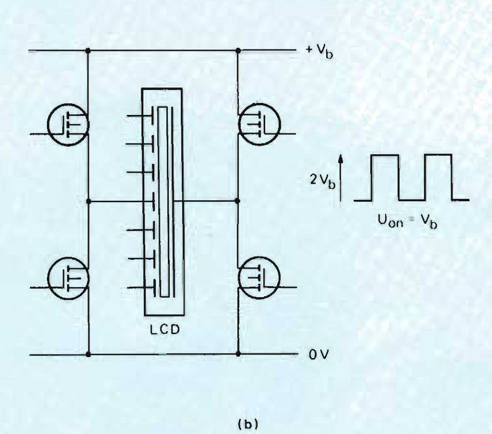


Figura 18. Características eléctricas de un visualizador de cristal líquido nemático rotatorio normalizado con un área de electrodo de 1 cm^2.





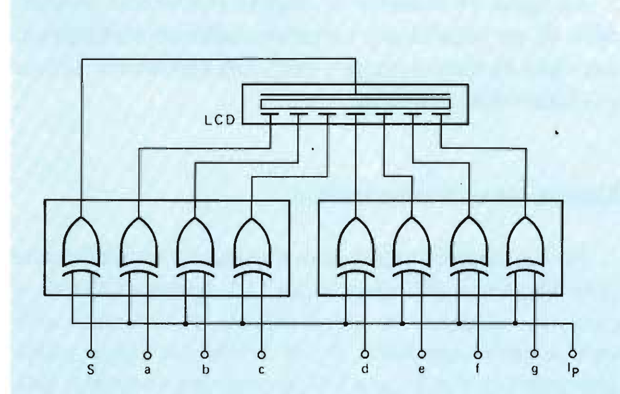


Figura 20. Disposición de dos puertas "O" exclusivo LOC-MOS HEF4030B o HEF4070B como excitador estático de un visualizador de cristal líquido. El estado de la entrada *S* determina la indicación del visualizador; se aplica a I_p una entrada de reloj para la conmutación de fase.

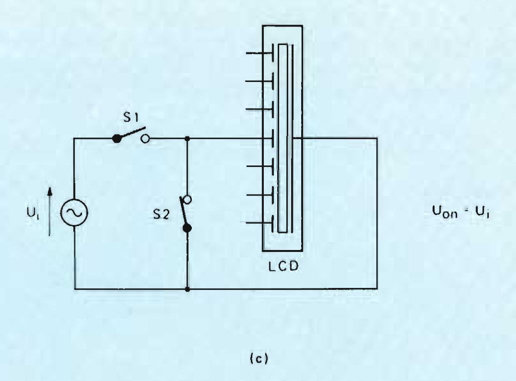


Figura 19. Tres métodos de excitar los visualizadores de cristal líquido. Generalmente se prefiere el puente de fase conmutada de (b), aunque el circuito de (c) utiliza conmutadores analógicos que pueden resultar útiles en algunas aplicaciones.

una capa interna que bloquea la c.c. pueden no necesitar el condensador de bloqueo en el circuito excitador; consultar al fabricante.) Sin embargo, este circuito es el menos atractivo. No solamente necesita condensadores de bajas pérdidas sino que necesita un condensador por segmento. Además, el valor de U_{ON} alcanzable está limitado a la mitad de la tensión de alimentación. El circuito de excitación preferido es el de la figura 19b: un puente conmutado por fase. Para obtener la condición de conexión, las dos etapas de salida son conmutadas en oposición de fase, 180°, así $U_{ON} = U_b$. Para la condición de desconexión, las dos etapas son conmutadas en fase y así $U_{OFF} = 0$. Este circuito tiene una inherentemente baja componente continua de salida.

En algunas aplicaciones, los conmutadores analógicos LOCMOS son atractivos ya que son capaces de manejar c.a. La figura 19c muestra dos conmutadores S_1 y S_2 que actúan de tal manera que S_1 está abierto cuando S_2 está cerrado y viceversa. La función de S_2 es desacoplar la corriente de fugas de S_1. Dependiendo de la frecuencia de funcionamiento y de la capacidad del segmento, se puede omitir S_2 o sustituirlo por un resistor.

Excitadores prácticos

Los visualizadores de cristal líquido pueden ser excitados mediante puertas lógicas integradas debido a que funcionan a muy bajas corrientes. Como ejemplo, la figura 20 muestra dos puertas cuádruples "O" exclusivo LOCMOS tipo HEF4030B excitando a un visualizador de siete segmentos. Es un montaje conmutado por fase; el sentido de la excitación está determinada por la entrada S de la puerta excitadora del electrodo posterior. Cuando S está en ALTO, el segmento estará conectado para una entrada de los excitadores (a a g) en BAJO; si S está en BAJO, el segmento estará conectado para una entrada en ALTO en el excitador de segmento. El circuito integrado "O" exclusivo cuádruple HEF4070B es también adecuado para ser utilizado en este circuito.

Una disposición más elaborada que utiliza un decodificador/excitador con memoria HEF4543B se muestra en la figura 21. Este también es un circuito de conmutación de fase. Cuando la entrada de desbloqueo de la memoria E_L está en ALTO, la memoria sigue a las entradas BCD de A_0 a A_3; pero cuando E_L pasa a BAJO, la última entrada se mantiene y es visualizada.

La figura 22 muestra los circuitos integrados HEF4543B dispuestos para una entrada BCD en serie. Se utiliza E_L como entrada de dirección de dígito. Están en desarrollo circuitos integrados especialmente diseñados para excitar visualizadores de cristal líquido. Son básicamente registros de desplazamiento con etapas de salida de conmutación de fase.

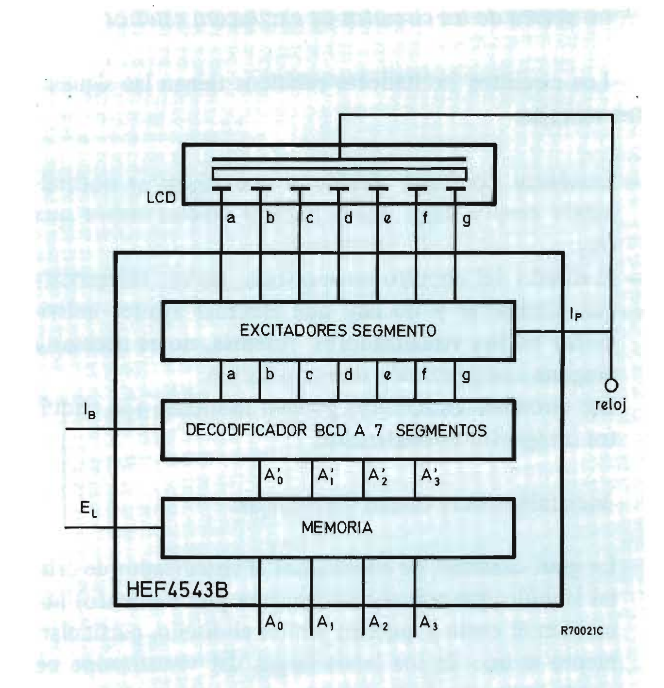


Figura 21. Excitador decodificador de visualizador que utiliza un circuito integrado LOCMOS HEF4543B. Cuando E_L está en BAJO, la última información es memorizada y visualizada.

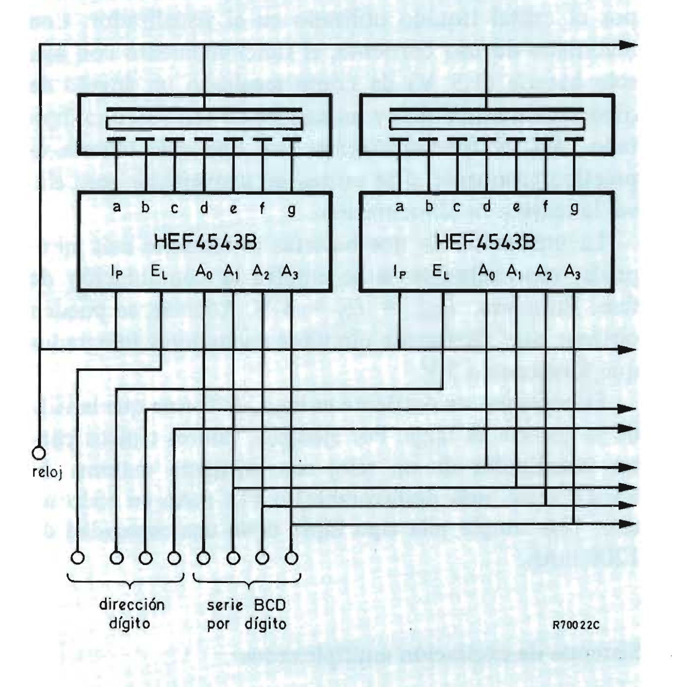


Figura 22. Circuito para entrada BCD en serie utilizando circuitos integrados HEF4543B.

Notas acerca de los circuitos de excitación estática

Los circuitos excitadores estáticos tienen las siguientes ventajas:

– Excelente contraste debido a que U_{OFF} es normalmente cero y U_{ON} puede hacerse mucho mayor que U_{90}.
– El diseño del circuito no es crítico: no hay tolerancias que considerar y no hay que efectuar ajustes individuales en los visualizadores. Además, no es necesaria ninguna compensación de temperatura.
– Los circuitos excitadores pueden montarse con circuitos integrados normalizados.

Inevitablemente tienen desventajas:

– La gran cantidad de conexiones al visualizador de cristal líquido que son necesarias (una por elemento) aumentan el coste y pueden limitar el diseño, particularmente si uno de los lados largos del visualizador no puede acomodar todas las conexiones necesarias.
– El utilizar un excitador por elemento puede ser caro y se hacen necesarios circuitos integrados complejos a propósito.

Requisitos de alimentación

Hasta el momento, el valor de U_{90} está determinado por el cristal líquido utilizado en el visualizador. Con materiales de uso corriente, el funcionamiento con una sola batería (1,5 V) da como resultado un ángulo de observación asimétrico y un margen de temperatura limitado. Así, el funcionamiento con una sola batería es práctico solamente si se utiliza un convertidor para elevar la tensión de alimentación.

La utilización de dos baterías es bastante más apropiada, especialmente si se emplea la conmutación de fase. Entonces, $U_{ON} = U_b = 3$ V. Además, se pueden obtener más fácilmente circuitos excitadores integrados que funcionen a 3 V.

El consumo de corriente es bajo, de forma que la vida de la batería es larga. Por ejemplo, valores típicos para un visualizador de un reloj son corriente máxima de 13 μA (caso más desfavorable) o 115 mAh en todo un año. Una simple pila tipo lápiz tiene una capacidad de 1200 mAh.

Sistemas de excitación multiplexados

La complejidad asociada a los sistemas de excitación estática puede reducirse a veces adoptando una disposición multiplexada, particularmente con visualizadores elaborados. El único propósito del multiplexado es reducir el número de circuitos excitadores y el de conexiones al visualizador de cristal líquido. Bajo ciertas condiciones, el rendimiento del visualizador puede ser afectado y el diseño del circuito ser más crítico.

Considérese un visualizador que consta de n cifras de m elementos (cada cifra puede consistir en un número de siete segmentos más un punto decimal, de forma que $m = 8$). En un sistema multiplexado, los elementos similares de cada cifra pueden interconectarse siempre que esté disponible un electrodo posterior separado para cada cifra. Así, se tendrán m conexiones para todos los elementos de las n cifras, más n conexiones de los electrodos posteriores. Esto da un total de $m + n$ conexiones para un visualizador de mn elementos. El principio se ilustra en la figura 23.

Los excitadores multiplexados son de uso corriente para visualizadores con LEDs (diodos emisores de luz). Sin embargo, los LEDs son conductores unidireccionales y necesitan tensión y corriente para su funcionamiento. Los diodos que deben estar apagados pueden ser polarizados inversamente o dejados sin conectar. Como resultado, la relación conexión/desconexión de cada elemento del visualizador es muy elevada. En la figura 24 se muestra una matriz de LEDs.

Al contrario que los LEDs, los elementos de un visualizador de cristal líquido son bidireccionales en su funcionamiento y para fines prácticos responden solamente a la tensión. En la matriz de la figura 25, el valor de U_{ON} es determinado no solamente por $V_{ON\ V}$ y $V_{ON\ H}$ (H para horizontal y V para vertical) sino también por $V_{OFF\ V}$ y $V_{OFF\ H}$. Así pues, la relación conexión/desconexión es limitada.

Optimización de la relación conexión/desconexión

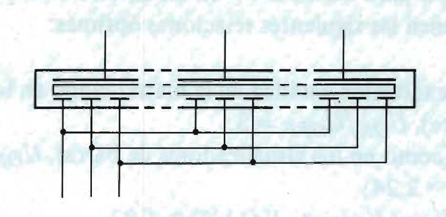
Considérese la matriz de visualizadores de cristal líquido de la figura 26. Los valores correspondientes a un período en un ciclo de exploración son los señalados: la línea vertical elegida tiene una tensión aplicada $+V_C$ y las líneas horizontales elegidas para conexión tienen aplicada una tensión $-V_S$ y las elegidas para desconexión tienen aplicada una tensión $+V_S$. Estos valores son de c.c.; para el funcionamiento de c.a. todas las tensiones son invertidas periódicamente.

La figura 27 muestra las formas de onda aplicadas a un elemento conectado y a uno desconectado. Se puede ignorar la polaridad ya que no afecta al valor de la tensión. Entonces:

$$U_{ON} = \sqrt{\left\{\frac{1}{n}(V_s + V_c)^2 + \left(\frac{n-1}{n}\right)V_s^2\right\}}$$

y

$$U_{OFF} = \sqrt{\left\{\frac{1}{n}(V_s - V_c)^2 + \left(\frac{n-1}{1}\right)V_c^2\right\}}$$



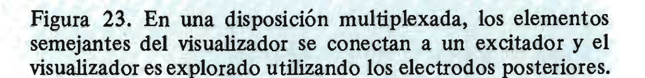


Figura 23. En una disposición multiplexada, los elementos semejantes del visualizador se conectan a un excitador y el visualizador es explorado utilizando los electrodos posteriores.

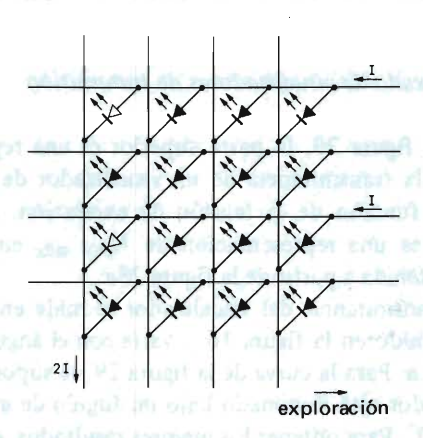


Figura 24. En una matriz de LEDs (diodos emisores de luz) para funcionamiento multiplexado, los diodos del elemento desconectado pueden estar polarizados inversamente o dejados flotantes.

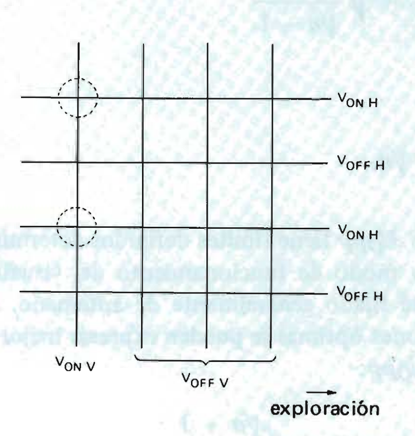


Figura 25. En una matriz de elementos de cristal líquido, que son sensibles a la tensión y bidireccionales, la relación eléctrica conexión/desconexión está limitada.

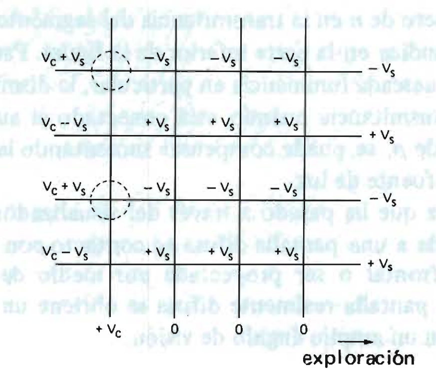


Figura 26. Las tensiones aplicadas a elementos conectados y desconectados en una matriz de visualizadores de cristal líquido óptimamente explorados.

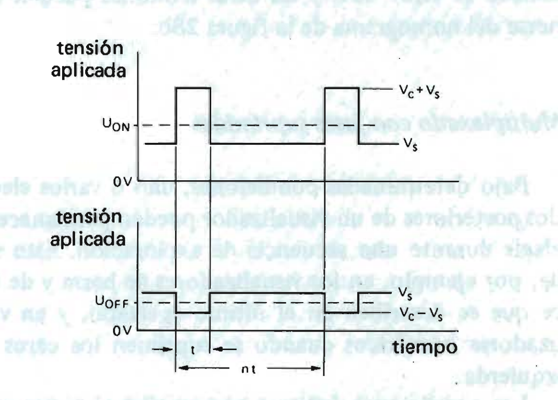


Figura 27. Las formas de onda de tensión aplicadas a un elemento de la matriz de visualizadores de cristal líquido de la figura 26: (a) a un elemento conectado, (b) a uno desconectado.

que se reducen a

$$U_{ON} = \sqrt{\left\{V_s^2 + \frac{1}{n}(V_c^2 + 2V_sV_c)\right\}}$$

$$U_{OFF} = \sqrt{\left\{V_s + \frac{1}{n}(V_c - 2V_sV_c)\right\}}$$

donde n es el número de líneas exploradas. La relación V_{ON}/V_{OFF} tiene un máximo

$$\frac{U_{ON}}{U_{OFF}} = \sqrt{\frac{\sqrt{n}+1}{\sqrt{n}-1}}$$

cuando

$$\frac{V_c}{V_s} = \sqrt{n}.$$

Como U_{OFF} tiene límites definidos determinados por el tipo y modo de funcionamiento del visualizador, su valor está fijado generalmente de antemano. Así pues, las tensiones óptimas se pueden expresar mejor en términos de U_{OFF}:

$$U_{ON\,máx} = U_{OFF}\sqrt{\frac{\sqrt{n}+1}{\sqrt{n}-1}}$$

$$V_{c\,opt} = U_{OFF}\sqrt{\frac{n\sqrt{n}}{2\sqrt{n}-2}}$$

$$V_{s\,opt} = U_{OFF}\sqrt{\frac{\sqrt{n}}{2\sqrt{n}-2}}.$$

En la figura 28a estas expresiones están dibujadas para $U_{OFF} = 1$ V. Una vez determinado el valor de U_{OFF}, se conoce el valor de n y las otras tensiones pueden obtenerse del nomograma de la figura 28b.

Multiplexado con fases suprimidas

Bajo determinadas condiciones, uno o varios electrodos posteriores de un visualizador pueden permanecer sin elegir durante una secuencia de exploración. Esto sucede, por ejemplo, en los visualizadores de barra y de índice que se describen en el último apartado, y en visualizadores numéricos cuando se suprimen los ceros a la izquierda.

Las condiciones óptimas para excitar sistemas multiplexados con fases suprimidas dependen del valor de n. Cuando $n \geqslant 4$, los valores óptimos se obtienen cuando $V_c/V_s = \sqrt{n}$; como antes y utilizando las expresiones de U_{ON} y U_{OFF} ya conocidas. Cuando $n < 4$, los valores óptimos se obtienen para $V_c/V_s = 2$. Utilizando esta condición para sustituir V_c en las anteriores expresiones se obtienen las siguientes relaciones óptimas:

$n = 1$ (excitación estática de la matriz como en los visuade índice), $U_{ON}/U_{OFF} = 3$.
$n = 2$ (como en los visualizadores de barra), $U_{ON}/U_{OFF} = \sqrt{5} \simeq 2{,}24$;
$n = 3$, $U_{ON}/U_{OFF} = \sqrt{(11/3)} \simeq 1{,}92$.

El nomograma de la figura 28b tiene puntos marcados de n para multiplexado con fases suprimidas, permitiendo el cálculo de los valores óptimos de U_{ON}, V_c y V_s.

Multiplexado de visualizadores de transmisión

En la figura 29, la parte superior es una representación de la transmitancia de un visualizador de transmisión en función de la tensión de excitación. La parte inferior es una representación de $U_{ON\,máx}$ en función de n, obtenida a partir de la figura 28a.

La transmitancia del visualizador se mide en el plano X-Z definido en la figura 16 y varía con el ángulo de incidencia α. Para la curva de la figura 29, se supone que el visualizador está iluminado bajo un ángulo de incidencia $\alpha = -30°$. Para obtener los mejores resultados, el visualizador deberá ser iluminado con un haz de luz paralelo.

Antes de establecer las condiciones de excitación hay que decidir el valor de la transmitancia del segmento desconectado. Esta elección está influenciada, entre otras cosas, por la intensidad luminosa de la fuente de luz utilizada y la luminancia ambiente bajo la cual debe ser observado el visualizador. Una vez conocida la transmitancia cuando está desconectado, el valor de U_{OFF} será conocido y las condiciones de excitación óptimas pueden ser leidas en la figura 28b para el valor de n utilizado.

El efecto de n en la transmitancia del segmento conectado se indica en la parte inferior de la figura. Para obtener una deseada luminancia en particular, la disminución de la transmitancia cuando está conectado al aumentar el valor de n, se puede compensar aumentando la potencia de la fuente de luz.

La luz que ha pasado a través del visualizador puede ser llevada a una pantalla difusa en contacto con el polarizador frontal o ser proyectada por medio de lentes. Con una pantalla realmente difusa se obtiene un visualizador con un amplio ángulo de visión.

Multiplexado de visualizadores reflexivos

Existe una gran diferencia entre el multiplexado de visualizadores de transmisión y reflexivos debido al tipo de iluminación utilizado. En un visualizador de transmi-

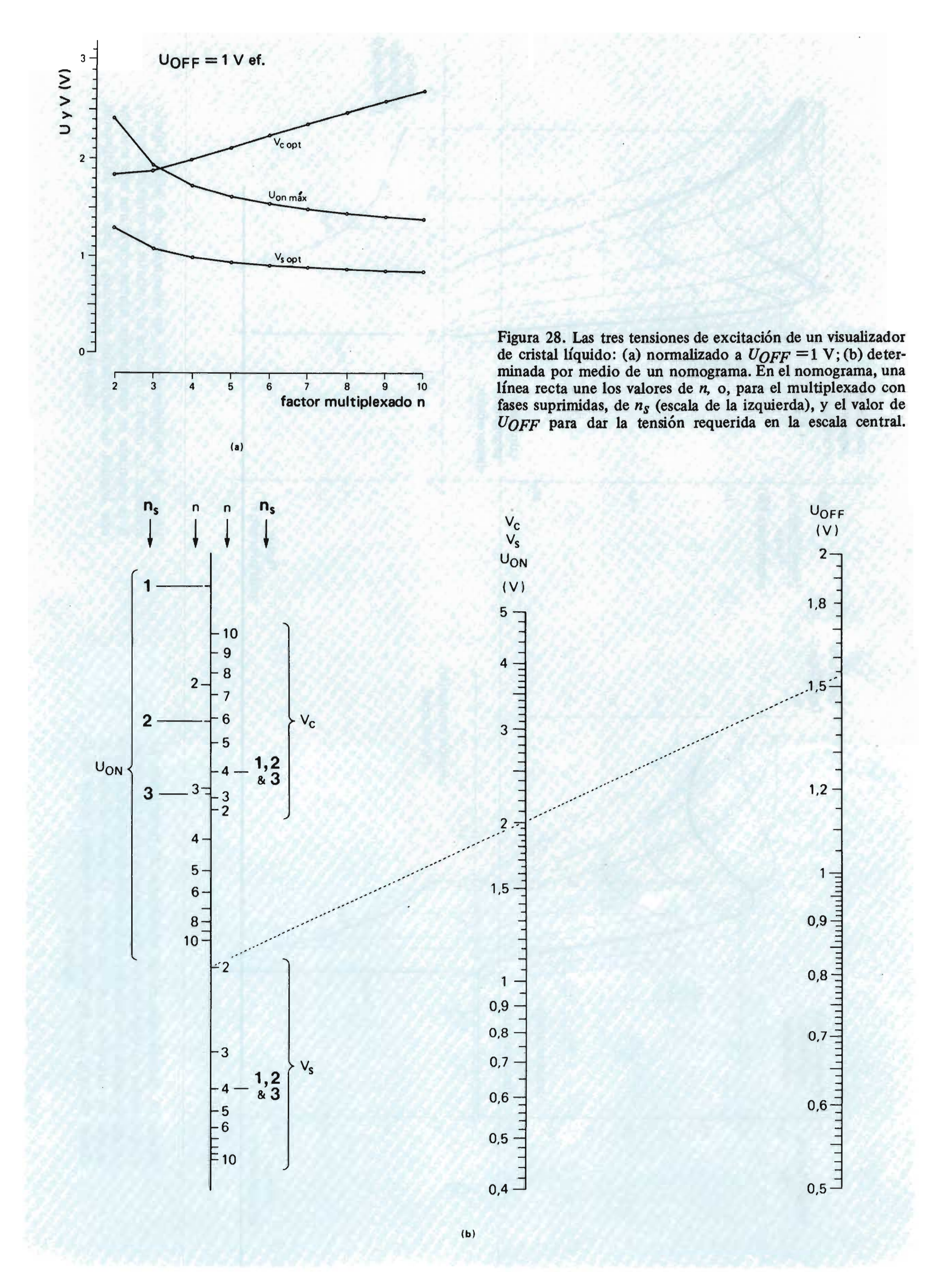


Figura 28. Las tres tensiones de excitación de un visualizador de cristal líquido: (a) normalizado a $U_{OFF} = 1$ V; (b) determinada por medio de un nomograma. En el nomograma, una línea recta une los valores de n, o, para el multiplexado con fases suprimidas, de n_S (escala de la izquierda), y el valor de U_{OFF} para dar la tensión requerida en la escala central.

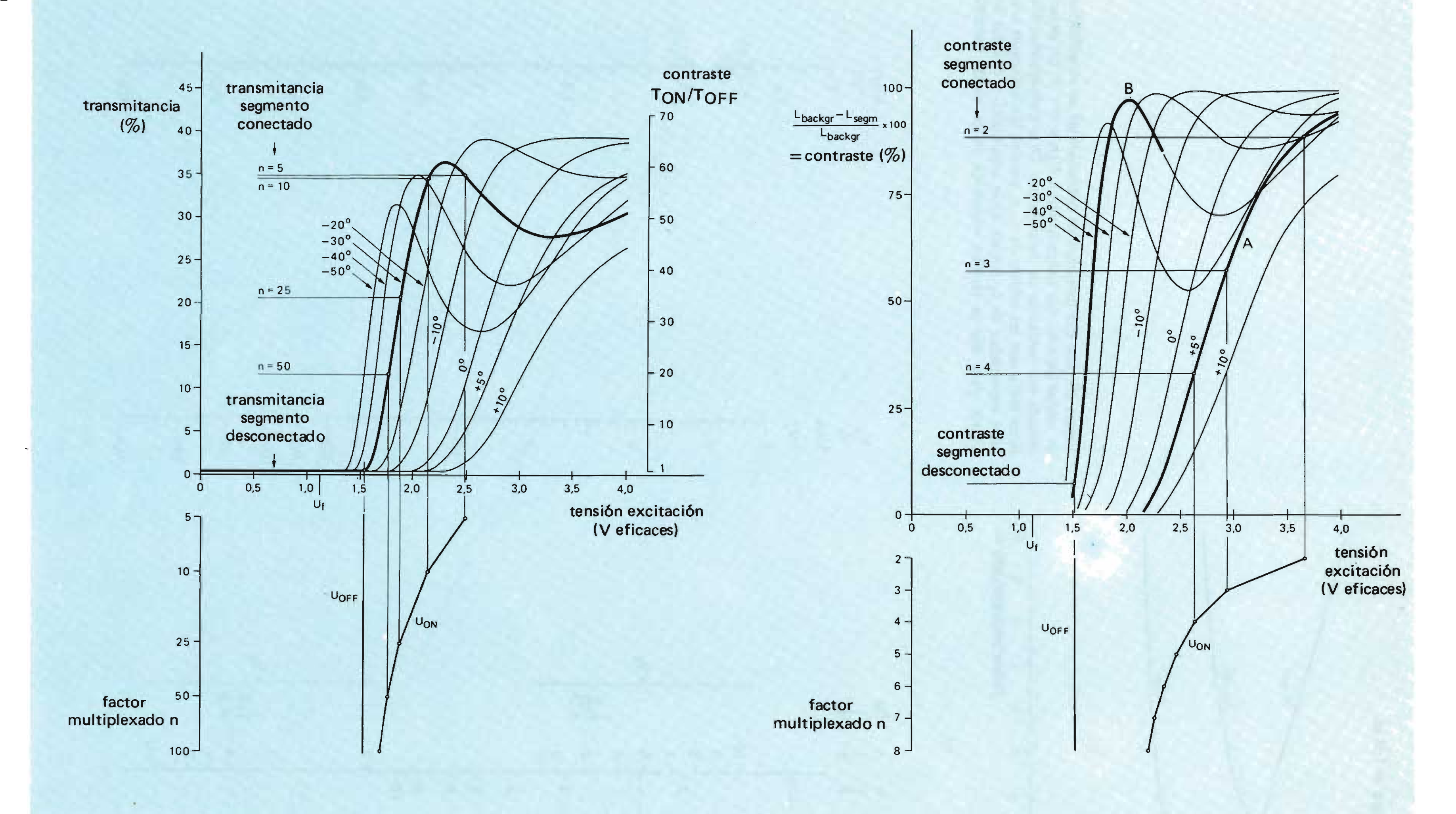


Figura 29. Multiplexado de un visualizador de transmisión. La parte superior del diagrama es la representación de la transmitancia del visualizador en función de la tensión de excitación con el ángulo de incidencia como parámetro. La parte inferior es el dibujo de $U_{ON\ máx}$ en función de *n* obtenido a partir de la figura 28.

Figura 30. Multiplexado de un visualizador de cristal líquido reflexivo. La curva A muestra el contraste en conexión, la curva B el contraste en desconexión. Ambas curvas han sido medidas con ángulos de observación extremos y con una distribución típica de la luz ambiente.

sión, la luz atraviesa el visualizador solamente una vez. En un visualizador reflexivo, la luz atraviesa el visualizador dos veces; el control del diseñador sobre la posición relativa entre el visualizador y la fuente de luz es limitado, como lo es el control sobre el ángulo bajo el cual será observado el visualizador.

En la figura 30, la curva A muestra el contraste mínimo del segmento conectado en un visualizador reflexivo, dentro de los límites del ángulo de observación del segmento conectado bajo una distribución típica de la luz ambiente. Tal característica se encontrará generalmente en el plano X-Z de la figura 16, bajo el ángulo de observación más positivo. Esta curva se puede utilizar para determinar el contraste mínimo esperado para los segmentos conectados.

Se tiene un requisito adicional para los segmentos desconectados: éstos no deberían exhibir más que un determinado contraste bajo un determinado ángulo de observación. Este ángulo puede ser diferente del especificado para el segmento conectado. El contraste del segmento desconectado se da en la figura 30 en la curva B. Esta característica generalmente puede encontrarse en el ángulo de observación más negativo indicado en el plano X-Z de la figura 16.

La determinación de las condiciones de excitación óptimas de nuevo debe empezar con el valor de U_{OFF} para un contraste satisfactorio cuando está desconectado. Si el valor de n aumenta, el contraste cuando está conectado disminuye rápidamente y habrá un valor de n por encima del cual no hay contraste.

Las curvas A y B están muy influenciadas por las condiciones de utilización del visualizador de cristal líquido. Por lo tanto, no es posible obtener conclusiones numéricas de la figura 30. Igualmente, es difícil indicar un valor máximo de n para el cual se obtendrá un contraste aceptable. La asimetría de la característica en el plano X-Z puede ser una ventaja especialmente en los equipos de mano como calculadoras y relojes. Sus visualizadores raramente son observados perpendicularmente a la superficie del visualizador: el usuario orienta automáticamente el visualizador de forma que asegura la mejor lectura.

Como hay muchas calculadoras de bolsillo en el mercado con visualizadores de cristal líquido multiplexados con $n = 3$ y $n = 4$, está claro que las especificaciones del contraste necesario deben ser abordadas con cautela. Si se considera aceptable un periódico con una relación de contraste de 5:1, puede ser innecesario y caro especificar una relación de contraste de 20:1 en un visualizador de cristal líquido.

Diseño práctico

Con el fin de completar el diseño de un sistema de visualizador de cristal líquido multiplexado, se deben tener en cuenta otros factores de los dados en los párrafos anteriores. En particular, tres factores limitan la relación de contraste conexión/desconexión disponible:

- la dispersión en las características del visualizador de cristal líquido;
- la dispersión en el rendimiento del circuito excitador;
- el efecto de la temperatura.

Puede ser necesario proporcionar un ajuste individual del circuito excitador. Si hay que incluir amplias variaciones de temperatura, puede ser necesario elegir un cristal líquido de coeficiente de temperatura bajo. En condiciones extremas puede necesitarse una compensación de temperatura en las tensiones de excitación.

Tensión de alimentación

Como las tensiones de excitación necesarias en un excitador multiplexado dependen de n, también dependerá la tensión de alimentación necesaria. Tomando $V_{b\ mín} = V_{c\ opt} + V_{s\ opt}$, se pueden utilizar los datos de la figura 28 para obtener las curvas de la figura 31.

Conmutaciones necesarias

La figura 32 muestra las conmutaciones necesarias para excitadores de visualizadores de cristal líquido multiplexados. Para las líneas de datos horizontales es suficiente la conmutación entre los dos niveles $+V_s$ y $-V_s$, pero para las líneas verticales de exploración es necesario la conmutación de tres estados.

Debido al número de componentes exteriores necesario, los circuitos integrados normalizados son solamente atractivos para circuitos impresos. Los circuitos integrados a propósito pueden incorporar la conmutación de dos y tres estados. Pueden ser diseñados para generar V_c y V_s y la necesaria compensación de la temperatura. Se pueden utilizar la mayoría de las tecnologías de circuito integrado, LOCMOS, I^2L, TTL, etc.

Reducción del número de patillas en el circuito integrado

El número de patillas que se necesitan puede ser un factor importante en la determinación del coste del circuito integrado adecuado. El multiplexado es una forma efectiva de reducir el número de patillas del circuito integrado pero hay una alternativa entre los problemas adicionales creados al aumentar n y las ventajas de reducir el número de patillas.

Como ejemplo, considérense los requisitos de un visua-

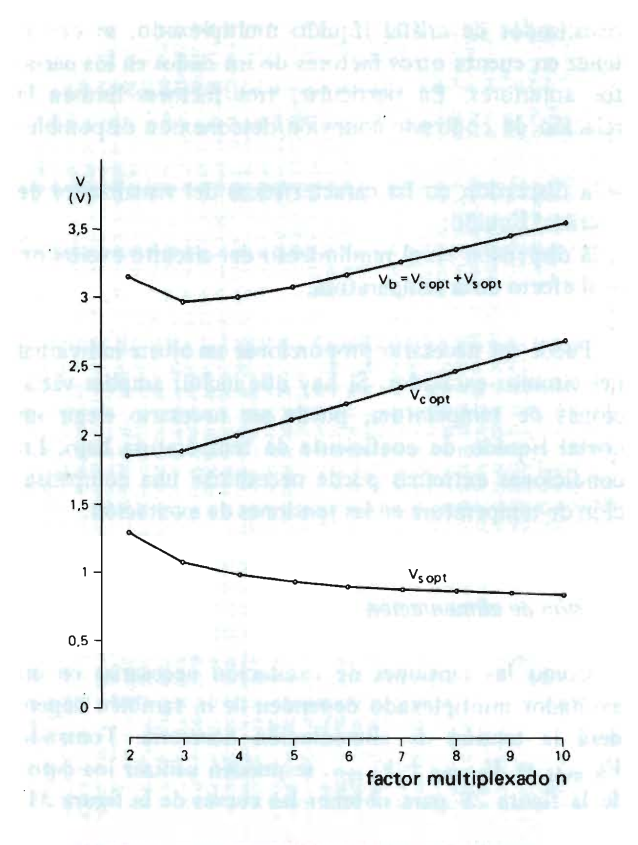


Figura 31. Las curvas de la figura 28(a) ampliadas para dar el mínimo valor de V_b necesario en función de n, el factor de multiplexado.

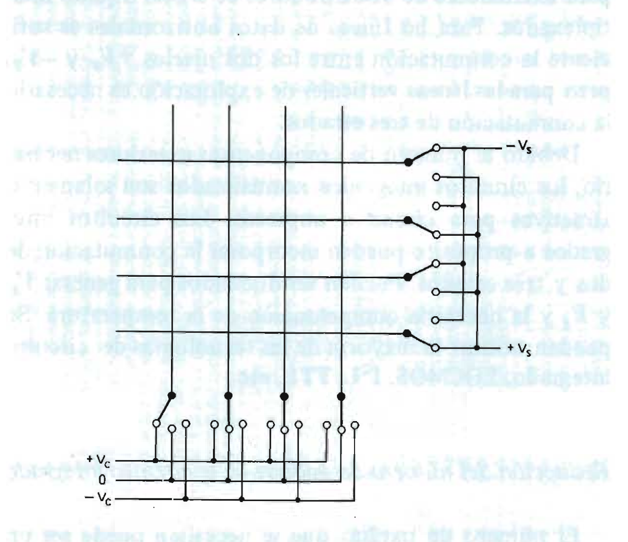


Figura 32. Las funciones de conmutación necesarias para el funcionamiento multiplexado de un visualizador de cristal líquido. Todos los conmutadores deben ser capaces de manejar corriente alterna.

lizador básico de un reloj que marca solamente horas y minutos separados por un punto que intermitentemente marca los segundos. Un sistema excitador estático requeriría que todos los elementos del visualizador fueran accesibles y conectados al circuito integrado. Es decir:

minutos	7	
10 minutos	6	(a y d interconectados)
punto	1	
horas	7	
10 horas	3	(a, g, e, d interconectados; b y c separadamente)
Total	24	

(Las letras de los segmentos del visualizador están en la figura 38.) Con una organización óptima, el número de patillas del circuito integrado necesarias para conectarlo con el visualizador sería:

- para excitación estática: 24 + 1 electrodo posterior = = 25
- para excitación multiplexada:
  $n = 2$: 12 + 2 electrodos posteriores = 14
  $n = 3$: 8 + 3 electrodos posteriores = 11
  $n = 4$: 6 + 4 electrodos posteriores = 10.

La mayor reducción en el número de conexiones se obtiene pasando de la excitación estática a la excitación multiplexada de 2 líneas. El hecho de reducir de nuevo el número de conexiones a 11 no justificaría probablemente la complejidad adicional que implica el multiplexado de 3 líneas.

Notas sobre circuitos multiplexores

La excitación multiplexada tiene numerosas ventajas especialmente en aplicaciones que justifican combinaciones de visualizador y circuito integrado a propósito:

- Reducción del número de conexiones. Con un multiplexado de n líneas de m elementos visualizadores se pueden excitar mn elementos utilizando $m + n$ conexiones.
- El número de excitadores se reduce en un factor $mn/(m + n)$.
- Mayor libertad de diseño en la realización de la placa de circuito impreso del visualizador y del circuito integrado.

Téngase en cuenta que el número de conexiones necesario es mínimo cuando $n = m$.

Hay que aceptar ciertas limitaciones y desventajas:

- El diseño del circuito es más crítico; hay que tener en

cuenta tolerancias y puede ser necesaria la compensación de temperatura.

– El rendimiento del visualizador puede disminuir; con visualizadores reflexivos, el multiplexado de 2 a 4 líneas puede dar resultados aceptables, pero el multiplexado entre 25 y 100 líneas puede ser utilizado con visualizadores de transmisión utilizando un sistema óptico óptimo.
– No se dispone en la actualidad de ningún circuito integrado normalizado ideal.

Como conclusión general, para obtener mejores resultados se recomienda la excitación estática para los visualizadores reflexivos. Sin embargo, si es esencial reducir el número de conexiones y de patillas del circuito integrado, se puede utilizar un grado limitado de multiplexado siempre que se tome el debido cuidado al diseñar el circuito. El éxito de montajes multiplexados en los visualizadores reflexivos depende en gran parte de los requisitos de las aplicaciones concretas.

DISEÑO DE VISUALIZADORES DE CRISTAL LIQUIDO

El proceso de fabricación de los visualizadores de cristal líquido es extremadamente flexible. Virtualmente se puede construir cualquier forma de electrodo, y por tanto de visualizador, con los procesos fotográficos utilizados. Existen, por supuesto, limitaciones: tanto de tecnología como de los principios físicos empleados. Así pues, existen dimensiones mínimas del elemento del visualizador, mínimas separaciones de líneas y restricciones en la disposición de las imágenes visualizadas. Además, una cuidadosa elección de la organización del visualizador puede reducir mucho la complejidad del circuito total y por lo tanto el coste.

Organización de los visualizadores de cristal líquido para excitación multiplexada

Las ventajas que ofrece el multiplexado pueden aumentarse adoptando disposiciones optimizadas para el funcionamiento multiplexado. Con el multiplexado convencional, los visualizadores son explorados dígito a dígito. Esto se hace necesario por el hecho de que los visualizadores se construyen generalmente con los dígitos separados, cada uno con una conexión común. Son posibles otras disposiciones, pero aquí solamente se consideran los de multiplexado de 2 líneas (duplexado) en visualizadores reflexivos. Esto sirve para ilustrar el principio que puede ser extensiblemente aplicado en la próxima generación de visualizadores de cristal líquido.

La primera, y más obvia, posibilidad consiste en la conexión interna de los elementos semejantes del visualizador como muestra la figura 33. Un visualizador así construido se explora utilizando los electrodos posteriores. Desgraciadamente, no es posible una conexión interna de este tipo; necesitaría que se cruzaran conexiones en el interior de la placa frontal del visualizador y sólo se dispone de una capa conductora. Así pues, la disposición de la figura 33 exigiría la conexión externa de muchos elementos.

Las conexiones exteriores son caras de hacer; el número de pasos de conexión disponibles en un visualizador de cristal líquido está, en cualquier caso limitado por el tamaño del visualizador. Estos problemas se eliminan con la disposición que muestra la figura 34. En ella, se utilizan dos electrodos posteriores: uno para los segmentos superiores y otro para los inferiores de los dígitos. Se emplean dos líneas multiplexadas para explorar los electrodos superior e inferior.

La figura 35 muestra el mismo principio aplicado a un visualizador alfanumérico de 14 segmentos. Además de reducir el número de patillas y eliminar las conexiones de cruce, esta disposición simplifica grandemente la realización del visualizador. Además, se reduce la separación entre los elementos del visualizador ya que los hilos de conexión no necesitan pasar entre ellos.

Como ejemplo final, la figura 36 muestra la disposición de un visualizador de barra/índice en la que solamente ocho conexiones sirven para 16 elementos. Las entradas ABCD son conmutadas entre los niveles de excitación $\pm V_S$ y los electrodos posteriores entre $-V_C$, 0 y $+V_C$.

En el visualizador de barra son explorados secuencialmente grupos de electrodos posteriores con la apropiada activación de las líneas ABCD. Por ejemplo, todos los elementos del 1 al 11 pueden ser visualizados en dos exploraciones sucesivas. La primera exploración activa BE_1 y BE_2 y ABCD; la segunda exploración activa BE_3 solamente y ABC.

El funcionamiento como visualizador de índice es más bien sencillo. Por ejemplo, si se tiene que visualizar el nivel 7, se activa BE_2 y la línea B.

Diferentes niveles óptimos de la tensión de excitación se aplican a los dos modos de funcionamiento como se describió para el multiplexado con fases suprimidas. En el modelo de barra donde $n = 2$, $U_{ON\ máx} = \sqrt{5}U_{OFF}$, y en el de índice donde $n = 1$, $U_{ON} = 3U_{OFF}$.

Una característica atractiva de esta disposición de visualizador de barra o de índice es que el factor de multiplexado y por lo tanto los niveles de tensión de excitación son independientes del número de elementos. Como consecuencia, la calidad óptica de un visualizador de 100 elementos es la misma que uno de 16. Con $2n$ conexiones se pueden dirigir n^2 elementos; así pues, un visualizador de 100 elementos necesitaría 20 conexiones.

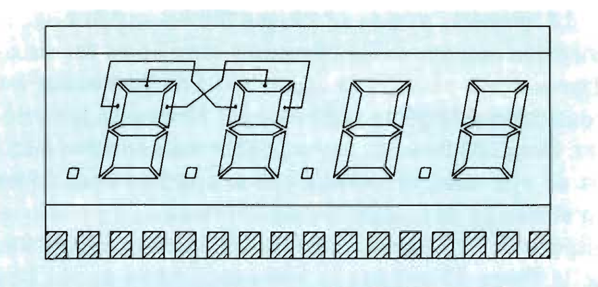


Figura 33. El conexionado interno de los elementos semejantes del visualizador no es factible sin que se crucen las conexiones. Esto no se puede lograr con una sola capa conductora.

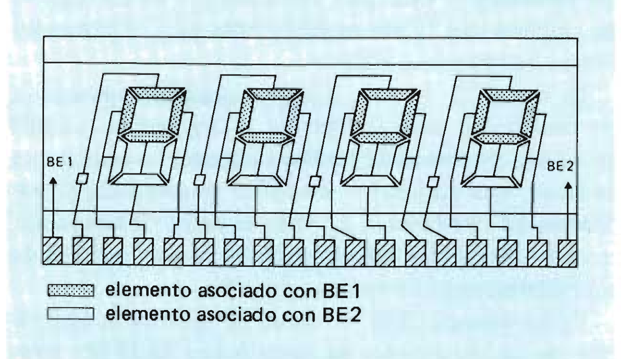


Figura 34. Con dos electrodos posteriores, se pueden interconectar dos segmentos del dígito o un segmento y el punto decimal. Esta disposición del visualizador es ideal para el multiplexado de 2 líneas.

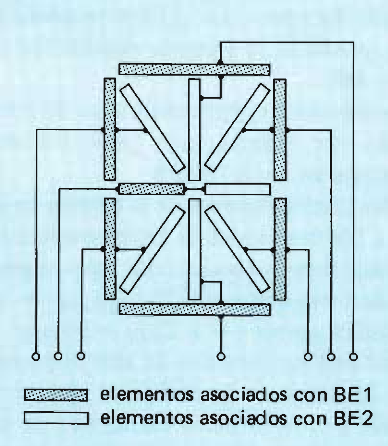


Figura 35. Si se utilizan los dos electrodos posteriores, se pueden interconectar segmentos de un visualizador alfa-numérico de 14 elementos para el multiplexado de 2 líneas.

Restricciones en el diseño del visualizador

Hay pocas restricciones en el diseño de la forma de los electrodos: la mayoría proceden directamente de los principios de funcionamiento. Hay que tener cuidado de asegurar que la impedancia de los electrodos y los hilos sea pequeña en comparación con la del cristal líquido. La longitud y la anchura de los pares de electrodos, la separación entre el electrodo y los bordes del hilo y los radios de las esquinas deberán ser grandes comparadas con el espesor del cristal líquido. Los conductores de las placas frontal y trasera no deberán pasar dentro del área visible del visualizador, de lo contrario se visualizará un elemento espúreo.

Estas restricciones están resumidas en la figura 37. Las restricciones en la forma de los electrodos y los conductores incluyen las que se aplican al diseño de un condensador.

El número de conexiones que se pueden hacer a un visualizador depende de la distancia entre los pasos de conexión y el tamaño de las placas de vidrio utilizadas. Los pasos normalizados son 2,54 mm y 1,27 mm; la distancia más pequeña posible en las conexiones de un visualizador de cristal líquido es corrientemente de 1 mm.

Los visualizadores mayores de 30 cm^2 deberán diseñarse consultando con el fabricante. Para una entrega rápida de diseños de pequeños prototipos, inténtese hacer caber el diseño en uno de los tamaños de placas de vidrio normalizados.

Propiedades de los visualizadores en producción

La figura 38 muestra un reloj digital normalizado con visualizador de cristal líquido en producción. Es un visualizador de efecto de campo, nemático rotatorio con un área visible de 18 cm^2 y un área total de los electrodos de 2,5 cm^2. En la tabla 2 se dan los datos y las características resumidas del dispositivo y en la tabla 3 y las figuras 39 y 40 una lista completa de las características.

Algunos de los datos son de aplicación sólo a este diseño de visualizador, y otros a todos los visualizadores que utilizan este tipo de construcción y el mismo cristal líquido. Todas las características de tensión y frecuencia son independientes del tamaño del visualizador y del área del electrodo, así como las propiedades electro-ópticas. Tanto la capacidad como el consumo de corriente dependen del área de los electrodos (2,5 cm^2 en este caso) y pueden ser utilizados para conocer el de otros diseños. ■

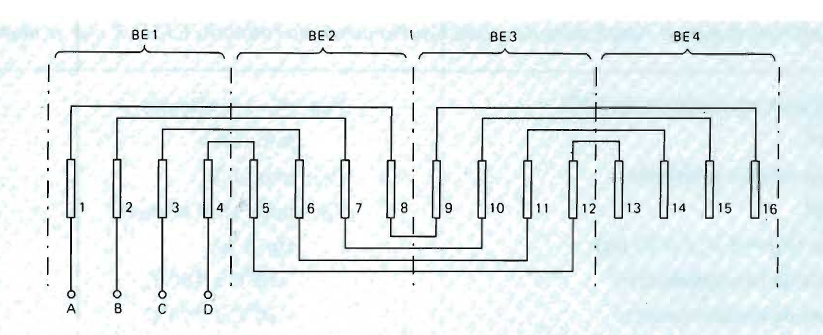


Figura 36. Se puede disponer el visualizador de cristal líquido de barra o de índice para utilizar $2\sqrt{n}$ conexiones para acceder a n elementos del visualizador. El dibujo muestra 16 elementos accesibles con 8 conexiones.

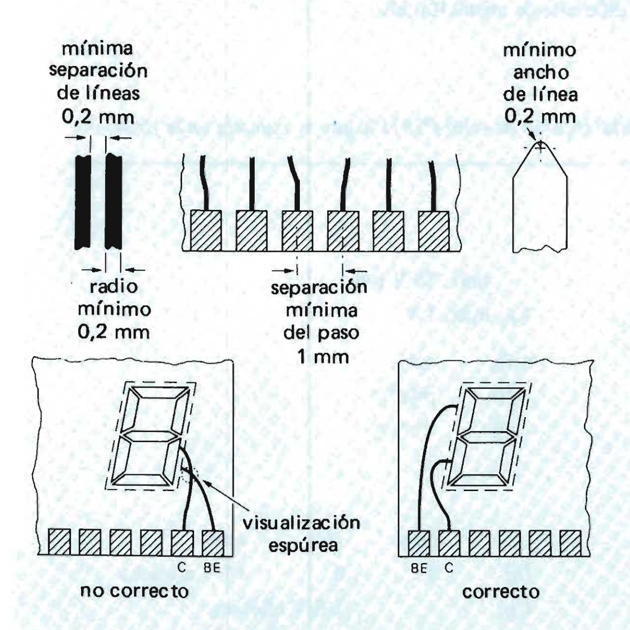


Figura 37. Anchuras de línea mínimas, separaciones de los bordes y radios de los electrodos. La activación espúrea del elemento visualizador se producirá si se cruzan los conductores de delante y detrás.

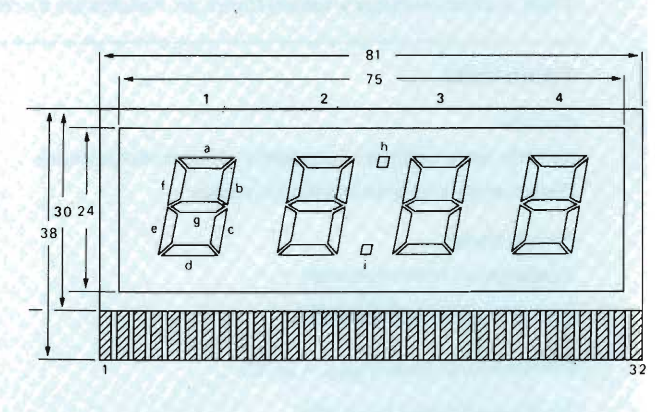


Figura 38. Visualizador de cristal líquido nemático rotatorio normalizado de 4 dígitos para reloj tipo F331LX. Este visualizador tiene un electrodo posterior común y todos los elementos del visualizador son llevados a pasos de conexión separadamente. Está protegido por una capa de bloqueo de la corriente continua.

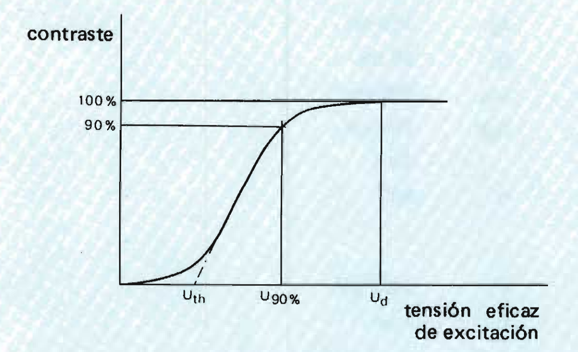


Figura 39. Definición de las tensiones de excitación del visualizador de cristal líquido dadas en las tablas 2 y 3.

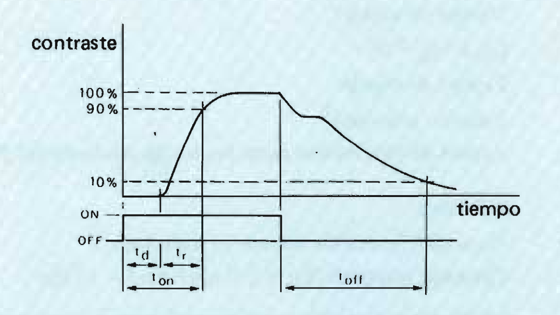


Figura 40. Definición de los tiempos de respuesta dados en la tabla 3. Obsérvese que t_{on} es la suma del tiempo de retraso t_d y del tiempo de subida t_r.

Tabla 2. *Datos de referencia para el visualizador de cristal líquido nemático rotatorio F331LX que se muestra en la figura 38.*

Tensión excitación para un contraste del 90%	V_{90}	< 3 V eficaces
Relación contraste[2]		mín. 20:1
Componente c.c. de tensión excitación	V_{CC}	máx. 1 V
Tensión excitación[1]	V_d	máx. 15 V eficaces
Consumo corriente (V_d = 5 V; f = 50 Hz)	I	típ. 5 μA
Margen temperatura de funcionamiento[3]		−10°C a +60°C
Margen temperatura de almacenamiento		−20°C a +70°C

Notas:
[1] Excitación de onda cuadrada.
[2] Medida en transmisión y perpendicular a la superficie del visualizador.
[3] Se puede suministrar para otros límites utilizando una mezcla diferente de cristal líquido.

Tabla 3. *Características y valores límite del visualizador de cristal líquido de reloj F331LX que se muestra en la figura 38.*

Valores límite				
Tensión				
Tensión entre cualquier segmento y el electrodo posterior	máx. 30 V p-p			
Componente c.c. de la tensión excitación	V_{CC} máx. 1 V			
Temperatura[3]	mín.	máx.		
Temperatura funcionamiento	−10	+60°C		
Temperatura almacenamiento	−20	+70°C		
Características (para T_{amb} = 25°C)				
Excitación[1] (véase figura 39)		mín.	típ.	máx.
Tensión excitación (f = 32 Hz; contraste > 90%)	U_d	3	5	15 V eficaces
Tensión umbral óptico (f = 50 Hz)	U_{th}		1,8 V eficaces	
Frecuencia funcionamiento (V_d = 5 V eficaces)	f	32	50	10^4 Hz
Frecuencia funcionamiento recomendada[4] (V_d = 5 V eficaces)		32		100 Hz
Electro ópticas (véase figura 40) (V_d = 5 V eficaces; f = 50 Hz)				
Tiempos de respuesta :				
Tiempo de retraso	t_d	150 ms		
Tiempo de subida	t_r	50 ms		
t_{on} (= $t_d + t_r$)	t_{on}	200 ms		
Tiempo de bajada	t_{off}	200 ms		
Relación contraste[2]		20:1		
Angulo de observación entre puntos de contraste del 50%	α	80°		
Eléctricas				
Capacidad (todos los elementos conectados)	C	1500 pF		
Consumo corriente (V_d = 5 V eficaces; f = 50 Hz)	I	5 μA		

Notas:
[1] Excitación de onda cuadrada.
[2] Medida en transmisión y perpendicular a la superficie del visualizador.
[3] Puede ser suministrado con otros límites utilizando una mezcla diferente de cristal.
[4] Por debajo de 32 Hz, se puede observar parpadeo; por encima de 100 Hz, el consumo de potencia aumenta rápidamente.

Módulos integrados híbridos de potencia de audio

En este artículo se describen las ventajas de adoptar una solución modular para las etapas de salida de potencia de audio y se dan detalles sobre la nueva gama de circuitos integrados híbridos adecuados para ello.

Solución modular para las etapas de potencia de audio

Las etapas de salida de potencia de audio son entre ellas tan diferentes como puede serlo la gente entre sí. La variedad de diseños que han ido evolucionando a lo largo de los años, tanto para circuitos con válvulas como para circuitos con transistores, es inmensa. La mayoría de estos diseños han probado su eficacia en uno u otro aspecto pero muy pocos de ellos han conseguido combinar todos los requisitos exigidos al mismo tiempo. Cuando un diseñador logra conseguir lo anterior, normalmente es el resultado de una árdua labor de desarrollo, cuyo coste naturalmente recae sobre el cliente a la hora de comercializar el amplificador.

En la actualidad es posible adoptar una solución modular para las etapas de salida de potencia de audio. El concepto de modularización de las etapas de salida no es nuevo, pero la combinación de salida de alta potencia con una característica de alta calidad supone un nuevo punto de partida para los módulos de salida de audio. Y en lo que estamos interesados es en la obtención de un buen rendimiento combinado con bajos costos.

El empleo de módulos de salida ahorra evidentemente tiempo de diseño. Esto hace que el diseñador concentre su tiempo en el diseño del sistema en sí dando la posibilidad de obtener grandes ventajas económicas, lo que permite demostrar que los equipos de audio de alta calidad no necesariamente deben ser muy caros. La calidad de sonido en el equipo final sigue siendo el criterio de valoración y con esta idea se han desarrollado módulos de salida de audio con excelentes características.

Ventajas del empleo de módulos

Consideremos en primer lugar el empleo de componentes discretos. Estos deben ser estudiados desde el punto de vista de sus características y comportamiento así como de los precios de los diferentes componentes que pueden ser empleados. También se deben evaluar los posibles problemas con los proveedores. Una vez decididos los tipos y los proveedores de los componentes, el paso siguiente es la compra y el suministro. En el momento de realizar esta última acción, se debe efectuar una inspección de los componentes para proceder a la devolución y sustitución de los defectuosos, y a continuación se debe proceder a almacenarlos. También hay que tener en cuenta los costes de desarrollo del amplificador final de salida, mantenimiento de los productos almacenados y envío de los componentes del almacén a fábrica, montaje y control de calidad.

La aproximación modular cambia todo lo anterior. En primer lugar se puede efectuar una elección dentro de una amplia gama y en segundo lugar el precio de los diferentes componentes y la evaluación de los distintos proveedores ya no son necesarios. Puesto que los módulos se prueban en fábrica en todos sus aspectos, carece de sentido la inspección al recibirlos, por lo que esta etapa puede desaparecer. El almacenamiento queda reducido al necesario para un solo elemento por amplificador, reduciéndose así al mínimo los gastos de mantenimiento de los dispositivos almacenados y de transferencia de almacén a fábrica. La realización del amplificador queda reducida a un problema de montaje y conexionado y queda eliminada la prueba final del amplificador de salida.

El empleo de estos módulos es atractivo no sólo para

las pequeñas empresas sino también para las grandes, en las que los bajos costos son parte esencial en sus operaciones. Las ventajas que se pueden obtener con el empleo de un único componente totalmente comprobado y fácilmente manejable representa un importante giro en la producción de equipos completos.

Tipos de módulos

Los circuitos integrados monolíticos no pueden ser empleados para potencias de salida superiores a 20 W; para bajos niveles de distorsión, este límite es muy inferior.

Así, para cumplir los requisitos de los modernos amplificadores de alta fidelidad se ha empleado la tecnología híbrida para los nuevos módulos. Los dos primeros módulos que han aparecido son el OM931 con una potencia de salida de 30 W, y el OM961 con 60 W de salida. Las versiones de 80 W y 100 W están aún en desarrollo.

Los valores de salida de potencia se dan en valores eficaces de la potencia senoidal entregada a una carga de 4 Ω ó 8 Ω con un nivel de distorsión inferior al 0,2%.

El concepto básico de cada uno de los módulos es idéntico, y solamente varían los tipos de transistores de salida y los valores de algunos de los otros componentes.

Construcción

Los módulos (figura 1) contienen dos transistores de salida Darlington y un substrato cerámico híbrido de película fina sobre el que están montados el pre-amplificador, los excitadores, las redes de control de temperatura y los circuitos de protección contra cortocircuitos.

Los transistores de salida Darlington están soldados a transmisores de calor de cobre, que a su vez están fijados sobre un radiador de aluminio anodizado que posee unas propiedades térmicas excelentes. El anodizado del radiador junto con el material debajo de los radiadores de calor proporciona doble aislamiento, lo que permite soportar las tensiones entre los colectores de ambos transistores Darlington. Debido a la soldadura controlada de los transistores Darlington a los radiadores, se puede hacer un empleo óptimo del SOAR (área de funcionamiento de seguridad), incluso con el encapsuladoTO-220 que es el empleado en los transistores Darlington de los dos primeros tipos de módulos (OM931 y OM961).

Un gran número de razones han hecho necesario el empleo de un substrato cerámico de película fina. Para optimizar las características, costo y dimensiones, se requiere una elevada densidad de encapsulado; esto se puede obtener fácilmente mediante la tecnología de película fina. El substrato está unido al radiador de calor de manera que se logra mantener un íntimo contacto entre ambos; entonces se puede lograr una excelente dispersión del calor generado por los transistores Darlington gracias a la red de compensación de temperatura. El empleo de la tecnología de película fina permite un elevado grado de automatización en la realización del equipo, con la consiguiente reducción de costos.

Debido al empleo de la aleación niquel-cromo para los resistores en la tecnología de película fina, se pueden obtener elevadas relaciones señal-ruido. Esto es particularmente importante para bajos niveles de la señal de entrada. El ajuste dinámico del amplificador se puede realizar ajustando los resistores para funcionamiento óptimo.

Ambos módulos son del mismo tamaño: 92 X 31 X 11 mm y deben ir sujetos mediante tornillos a un radiador externo, por lo que se han practicado los orificios cónicos de 4,5 mm de diámetro. Las dimensiones de los módulos fueron especialmente elegidas para darles una forma tal que puedan ir montados en los modernos diseños de equipos amplificadores. El conexionado se efectúa a través de nueve patillas alineadas de 17 mm de largo y separadas 2,54 mm. Estas patillas se pueden doblar si es necesario para realizar los distintos métodos de montaje. No se necesitan aislantes de mica entre el módulo y el radiador.

Salida de potencia

La actual tendencia a conseguir mayores potencias de salida ha contribuido al desarrollo de los módulos.

Entre las ventajas con las que cuenta el empleo de estos nuevos amplificadores cabe destacar el mayor margen dinámico del sonido reproducido, así como la mayor intensidad de sonido. Pero no sólo interesan los vatios. En la región de elevadas potencias es muy importante la distorsión, por lo que en los nuevos módulos se ha tenido especial cuidado de limitar la distorsión a un nivel muy bajo. Además, la protección contra cortocircuitos en los transistores de salida es también un requisito importante.

El hecho de que tales dispositivos ya se hallen en producción en las factorías del lejano Oriente no es una sorpresa, principalmente en el margen de 20 a 40 watios. Pero a diferencia de estos módulos, la mayor parte de aquéllos carecen de protección contra cortocircuitos. La protección contra cortocircuitos da una mayor fiabilidad al amplificador ya qué suprime los efectos de las sobrecargas de corriente, los transitorios debidos a la conexión de la fuente de alimentación, y los cortocircuitos. Así, los módulos son muy robustos y pueden soportar una gran variedad de cargas. Una situación típica de este hecho se da cuando se conectan y desconectan los altavoces del equipo.

En términos de potencia de salida, estos módulos

poseen márgenes relativamente amplios. Por ejemplo, el OM961 (60 W/8 Ω) puede emplearse hasta 80 W siempre que se emplee una fuente de alimentación estabilizada, y un radiador adecuado. Sin embargo, habrá que tolerar un nivel más elevado de distorsión.

Baja distorsión

La distorsión es un término general que incluye todas las causas por las que un amplificador falla y produce en sus terminales de salida una forma de onda que es una réplica exacta de la forma de onda de la señal de entrada.

La distorsión armónica es la relación entre el valor eficaz de un determinado armónico y el valor eficaz de la frecuencia fundamental. La distorsión armónica total para estos módulos es típicamente del 0,02% medida con una potencia de salida de 1 W y una frecuencia de 1 kHz. Cuando la potencia de salida es máxima, ésta aumenta a menos del 0,2%.

La distorsión de intermodulación es la distorsión no lineal caracterizada por los componentes que tienen en la salida frecuencias iguales a la suma y diferencia de múltiplos enteros de las frecuencias que componen la señal de entrada. La distorsión de intermodulación de los módulos está especificada de acuerdo con las normas DIN 45500 que utilizan dos tonos, de 250 Hz y 8 kHz, con amplitudes que están en la relación 4:1. Para una potencia de salida de 1 W, los módulos poseen una distorsión de intermodulación de 0,05% que aumenta a 0,1% cuando trabajan con máxima potencia.

Otro aspecto que está tomando importancia entre los fabricantes de equipos de alta fidelidad es *la distorsión de intermodulación transitoria*. Esta se mide generalmente utilizando un generador de onda sinusoidal ajustado a 15 kHz y un generador de onda cuadrada ajustado a 3,18 kHz, siendo la relación relativa de amplitudes pico a pico de ambas señales 1:4. La señal combinada es filtrada mediante un filtro paso-bajos de un sólo polo que tiene una frecuencia de corte de 100 kHz. La distorsión de intermodulación transitoria del OM961, medida al comienzo del recorte, es menor del 0,3%.

Relación señal-ruido

La relación señal-ruido es la relación entre la tensión de la señal de salida y la tensión equivalente de ruido en la salida.

Puesto que el espectro de frecuencias del ruido térmico es infinito, y los componentes de ruido en las distintas partes del espectro no poseen el mismo sonido, la relación señal-ruido a veces se mide mediante una red especial que compensa esta desigualdad. La medida efectuada de esta forma se conoce como relación señal-ruido ponderada. Una red que tiene una respuesta de frecuencia de acuerdo con la "curva del oído" está descrita por la norma DIN 45405.

La relación señal-ruido de los módulos es 75 dB sin ponderar (50 mW banda ancha) y 87 dB ponderada (50 mW, curva A). Ambos valores se pueden considerar como excelentes, debido al empleo de resistores de niquel-cromo de película fina.

Circuitería asociada

Las últimas ideas en el diseño de equipos de alta fidelidad también han sido incorporadas a los módulos de salida de potencia de audio. Los módulos están diseñados para funcionar con fuentes de alimentación simétricas. Esto permite obtener buenas características de potencia de banda ancha a bajas frecuencias. Por ello, la etapa de entrada estará constituida por un par de transistores montados como amplificador diferencial. Una fuente de corriente mantiene constante la corriente que circula por esta etapa. A partir de la etapa diferencial se alimenta un transistor excitador en clase A. La corriente que circula por el transistor excitador y por un transistor de estabilización se suministra mediante un amplificador autoelevador. La etapa de salida es un par Darlington complementario. El transistor de estabilización se halla térmicamente conectado a los transistores de salida a través del radiador.

Se puede garantizar una buena estabilidad de c.a. incorporando redes *RC* adecuadas en la etapa de entrada y en el lazo de realimentación. Se puede lograr el control sobre la característica de frecuencia mediante la correcta elección de los componentes externos.

El cortocircuito de los terminales de un altavoz puede producir normalmente la destrucción de los componentes de salida. Esto se puede evitar mediante el empleo de un circuito de protección electrónica del SOAR que mantiene la disipación de potencia de los transistores de salida dentro de su área de funcionamiento de seguridad. Normalmente, un circuito de protección da una línea límite en función de la corriente máxima que circula por el transistor.

El circuito de protección del SOAR empleado en los módulos da dos líneas límite (protección por doble pendiente), una línea en función de la corriente máxima y la otra en función de la tensión máxima a través del transistor de salida. La ventaja de este circuito es que el área de funcionamiento permanece máxima.

Características principales

Finalmente, los valores límite principales y las características de los módulos son los siguientes.

Valores límite

Valores límite de acuerdo con el Sistema Máximo Absoluto (IEC 134).

– Tensión de alimentación simétrica	OM931 V_S máx. ±40 V OM961 V_S máx. ±45 V
– Temperatura de funcionamiento	T_{mb} máx. 95°C
– Temperatura de almacenamiento de la base de montaje	T_{stg} –30 a +100°C

Características

Montado sobre un radiador con $R_{th\ h\text{-}a}$ = 1,4°C/W (OM931) y $R_{th\ h\text{-}a}$ = 0,8°C/W (OM961); medidas en un circuito de elevado rendimiento.

			OM931			OM961			
–Tensión de alimentación simétrica	V_S	típ.	±23		±26	±31		±35	V
–Corriente total de alimentación	I_{tot}	típ.		80			100		mA
–Potencia de salida sinusoidal para d_{tot} 0,2%; f = 20 Hz a 20 kHz									
R_L = 4 Ω	P_0	>	30		–	60		–	W*
R_L = 8 Ω	P_0	>	–		30	–		60	W*
–Nivel de recorte a f = 1 kHz; R_L = 4 Ω ; d_{tot} = 0,7%	P_0	típ.		40			75		W
–Distorsión armónica total P_0 = 1 W; f = 1 kHz	d_{tot}	típ.		0,02			0,02		%
–Distorsión de intermodulación a f_1 = 250 Hz y f_2 = 8 kHz; relación de amplitud V_{f1}/V_{f2} = 4/1									
P_0 = 1 W	d_{im}	típ.		0,05			0,05		%
P_0 = valor nominal	d_{im}	típ.		0,1			0,1		%
–Sensibilidad de entrada para P_0 = valor nominal	V_i	típ.	0,7		1	1		1,4	V
–Impedancia de entrada determinada por el circuito de entrada	R_i	típ.			10				kΩ
–Ganancia de lazo abierto	G_0	típ.			80				dB
–Ganancia de lazo cerrado	G_c	típ.			24				dB
–Respuesta de frecuencia P_0 = valor nominal – 10 dB (–1 dB)	f				30 Hz a 40 kHz				
–Ancho de banda de potencia (–3 db)	f_p				20 Hz a 40 kHz				
–Relación señal-ruido (sin ponderar) P_0 = 50 mW; banda ancha	S/N	típ.			75				dB
–Relación señal-ruido (ponderada) P_0 = 50 mW; curva A	S/N	típ.			87				dB
–Tensión de offset de salida de c.c.	V_{off}	típ.			±20				mV
–Rechazo de rizado	RR	≥			65				dB
–Impedancia de salida	R_0	típ.			0,05				Ω

*P_0 se considera como valor nominal.

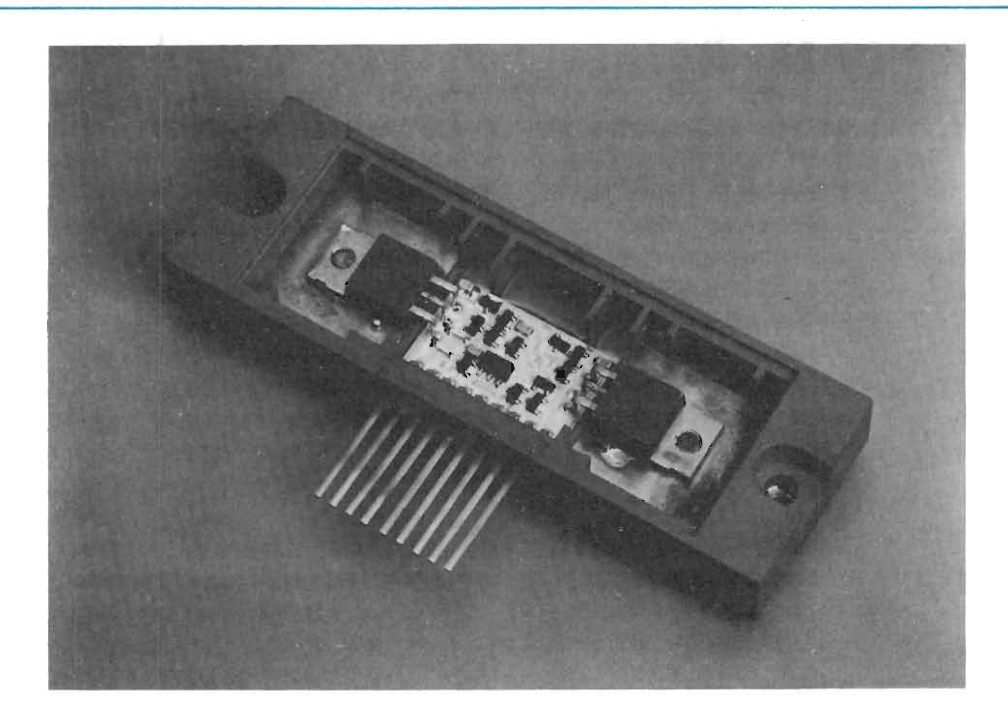


Figura 1. Módulo de potencia de audio sin la cubierta.

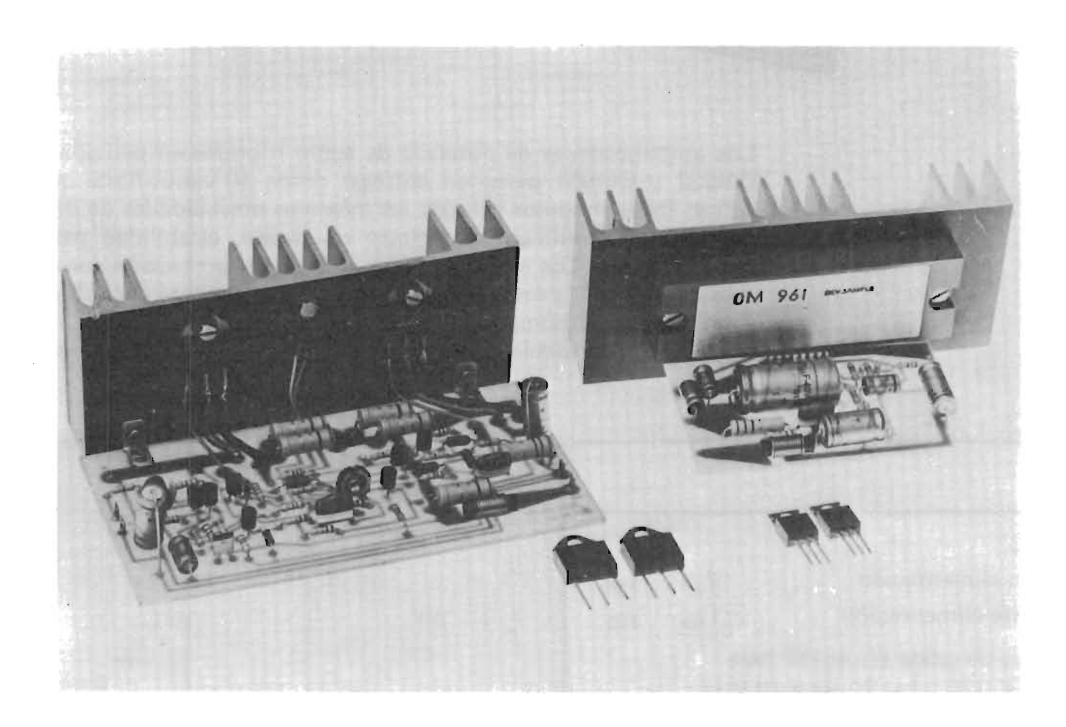


Figura 2. A la izquierda se tiene un amplificador de potencia de audio de 60 W con componentes discretos. A la derecha se da la solución modular. Obsérvese que debido a la eficiente trayectoria por la que la transferencia de calor es eliminada, se pueden utilizar en el módulo transistores con cápsula TO-220; la solución discreta requiere que se emplee cápsula SOT-93 y que los transistores estén aislados del radiador mediante aislantes de mica y cubiertas aislantes. Algunas de las ventajas de la solución modular son: placas de circuito más pequeñas, pocos componentes periféricos, excelentes características, sin costos de desarrollo y finalmente un amplificador totalmente comprobado.

AMPLIFICADORES DE POTENCIA DE AUDIO HIBRIDOS



Los amplificadores de potencia de audio híbridos en película delgada, OM931 y OM961 permiten entregar desde 30 vatios hasta más de 60 vatios. Estos módulos ofrecen las máximas posibilidades de diseño con respecto a amplificación, rechazo de rizado, estabilidad para cargas complejas, etc. Los amplificadores incorporan protección contra cortocircuitos (SOAR protegido). Diseñados especialmente para obtener baja distorsión de armónicos y transitorios. Resistores ajustados para obtener un mejor rendimiento en un amplio margen de temperatura.

			OM 931		OM 961		
Tensión alimentación	V_s	típ.	± 23	± 26	± 31	± 35	V
Corriente alimentación	I_{tot}	típ.	80		100		mA
Potencia de salida sinusoidal para $d_{tot} < 0{,}2\%$, f = 20 Hz a 20 kHz							
$R_L = 4\,\Omega$	P_o	>	30	–	60	–	W
$R_L = 8\,\Omega$	P_o	>	–	30	–	60	W
Distorsión armónica total para							
P_o = 1 W; f = 1 kHz		típ.	0,02		0,02		%

Unidades SI en el cálculo de imanes permanentes

Este artículo estudia las unidades del SI (Sistema Internacional de Unidades) para el cálculo de imanes permanentes y la presentación de las características de éstos. Se considera el proceso de diseño de sistemas magnéticos y sus posibles analogías. Se dan ayudas de diseño que permiten la determinación de las permeancias en las trayectorias que se encuentran con más frecuencia. Se analizan dos diseños utilizando estas ayudas y se comparan los resultados obtenidos con los datos publicados.

Para quien está acostumbrado a utilizar las unidades del sistema c.g.s. en el trabajo de diseño de imanes permanentes, el proceso de conversión a unidades SI es una tarea larga y pesada. Además, a pesar de sus ventajas, el sistema SI no simplifica en sí el diseño magnético: la incómoda magnitud $4\ \pi \times 10^{-7}$ (μ_0) está en casi todos los cálculos. Una observación cuidadosa del problema muestra que con una presentación adecuada de los datos del material magnético μ_0 podría ser eliminado de la mayor parte de los cálculos. Para simplificar todavía más se han diseñado un conjunto de nomogramas para resolver las fórmulas de permeancia de las trayectorias que se encuentran más frecuentemente.

En resumen, este artículo es una orientación práctica. Se intenta complementar los métodos de diseño clásicos existentes y hacer que el proceso de conversión a las unidades SI sea lo más fácil posible.

SOPORTE TECNICO

Durante muchos años, normalmente se han especificado las propiedades de los materiales y de los conjuntos magnéticos en por lo menos dos grupos de unidades de medida. Ahora se pueden ignorar combinaciones tan antinaturales como "líneas por pulgada al cuadrado" y considerar solamente los principales protagonistas: los sistemas c.g.s. y SI. En algunos casos, estos dos sistemas de unidades han coexistido durante veinte años (cuando el sistema SI era conocido como el sistema mksA racionalizado); pero ya ha llegado el día de establecer solamente uno de ellos.

El sistema SI (Sistema Internacional de Unidades) es efectivamente el que ha sido utilizado en las industrias eléctricas y electrónicas durante la mayor parte de su historia. El voltio, el ohmio, el amperio y el vatio, son ahora unidades de SI. Además, el sistema SI es el sistema de unidades más racional que se ha desarrollado hasta la fecha y no parece que vaya a ser mejorado en un futuro previsible. Así pues, hay unas perspectivas reales de un cuadro de medida internacional unificado que perdure largo tiempo.

El sistema SI tiene la ventaja de ser adecuado a todas las ramas de la ingeniería. Además, su estructura y su sistema de factores de multiplicación hacen sea posible una formulación rápida de nuevas unidades de medida en cuanto sea necesario. Finalmente, el SI es ahora la base de la mayor parte de la enseñanza técnica.

Es difícil evitar dos conclusiones principales. Que, en favor de la normalización y de una eficiente comunicación entre ciencia e industria, es deseable emplear el SI en todos los cálculos, discusiones y especificaciones: incluso cuando las unidades SI pueden parecer menos convenientes que otras viejas unidades. Y que, el SI debe ofrecer definidas ventajas futuras tales como una aceptación rápida y amplia.

Para reforzar este último punto, hay que hacer notar que incluso en los EE.UU. —todavía fuertemente adheridos a unidades no métricas— la NASA estableció que las unidades SI fueran utilizadas en todas las comunicaciones oficiales de trabajos científicos desde 1964.

CARACTERISTICAS DEL SI

El SI es un sistema de unidades derivado del sistema mksA racionalizado, aprobado internacionalmente. Su desarrollo está bien documentado. La característica principal del SI es su coherencia.

Un sistema de unidades coherente es aquel en el que todas las unidades se obtienen combinando un pequeño número de unidades fundamentales o básicas sin la utilización de factores numéricos. Por tanto, $V \times A = W$, $A \times \Omega = V$ y así sucesivamente. Este principio se extiende a todas las combinaciones de las unidades SI.

Las unidades fundamentales del SI son el metro (m), el kilogramo (kg), el segundo (s), el amperio (A), el kelvin (K), la candela (cd) y el mol (mol). Todas las otras unidades se forman combinando dos o más de estas seis unidades. La mayoría de las combinaciones más frecuentemente utilizadas han adquirido sus propios nombres, tales como el newton (N), una unidad de fuerza que es igual a kgm/s^2, y el voltio (V) = $m^2 kg/s^3 A$. Así pues, si se conoce la definición de una unidad se conocen sus dimensiones; punto importante sobre el que se insistirá más adelante.

Críticas

Una crítica frecuente del SI en lo que se refiere a magnetismo es que la permeabilidad del espacio libre no es la unidad, como lo era en el sistema c.g.s., sino que es $4\pi \times 10^{-7}$ H/m, que no es precisamente una magnitud cómoda. En todo caso, en el sistema c.g.s., la permitividad (o constante dieléctrica) del vacío también puede ser la unidad, mientras que en el SI es del orden de $1/(36\pi \times 10^9)$ F/m. Por lo que la introducción de estas dos magnitudes incómodas es un pequeño precio que hay que pagar para la eliminación de casi todos los otros factores de interacción entre unidades.

Por supuesto, es posible idear un sistema de unidades en el cual, tanto la permeabilidad como la permitividad del vacío (μ_0 y ϵ_0) sean la unidad. Como la velocidad de la luz en un medio es igual a $1/\sqrt{(\mu\epsilon)}$, donde μ y ϵ son la permeabilidad y la permitividad del medio, para que μ_0 y ϵ_0 sean la unidad se deben elegir unidades de longitud y tiempo tales que $1/\sqrt{(\mu_0\,\epsilon_0)} = c$, la velocidad de la luz en el vacío. Llegando al extremo, esto significa que para una longitud de 1 m, la unidad de tiempo sería de unos 9,5 años; o que para una unidad de tiempo de 1 s, una unidad de longitud sería de unos 300 Mm o sea 300.000 km. Como el SI está destinado para uso diario tanto como para uso técnico, quizás sus fundadores pueden ser perdonados por no hacer esta racionalización final.

Dimensiones

Las ventajas de la coherencia del SI solamente pueden ser completamente verificadas si se da la debida consideración a las dimensiones de las magnitudes que se manipulan. Así pues, es vital recordar que la permeabilidad absoluta tiene dimensiones, mientras que permeabilidad relativa no. Es, por lo tanto, importante distinguir entre intensidad de campo y densidad de flujo en el vacío (o en el aire), mientras que éstas son numéricamente iguales en unidades c.g.s. Para efectuar un análisis dimensional generalmente es suficiente conocer la composición de las unidades SI en términos de las unidades fundamentales del SI. En la tabla 1 se dan las magnitudes magnéticas más comunes.

Múltiplos y submúltiplos

Se dan argumentos de que algunas unidades SI no tienen un tamaño real debido al amplio margen de múltiplos y submúltiplos aprobados para ser utilizados con él. Así pues, el tamaño de una unidad puede ser efectivamente aumentado en un factor 10^{12} con el prefijo tera (T) o reducido en un factor 10^{18} con el prefijo atto (a).

Si el tesla (10^4 gauss) se considera demasiado grande como medida de densidad de flujo, existen opciones como mT (10 gauss), μT (10^{-2} gauss), nT (10^{-5} gauss) o pT (10^{-8} gauss) que pueden resultar aceptables.

Cuando se efectúan cálculos con cantidades expresadas en múltiplos o submúltiplos de unidades fundamentales, es aconsejable eliminar en primer lugar el efecto de los prefijos reemplazándolos por potencias de diez. Como alternativa, los prefijos pueden ser agrupados y evaluados separadamente, como por ejemplo:

$$\frac{m \times G}{k} = \frac{10^{-3} \times 10^9}{10^3} = 10^3 = k.$$

De esta forma, no se pierden las ventajas de la coherencia.

En la tabla 2 se da una lista de los múltiplos y submúltiplos que se utilizan con las unidades SI.

Ejemplos de utilización

La figura 1 muestra un sencillo generador que tiene una armadura de bobina rectangular de longitud l y radio r que gira en un campo magnético de densidad de flujo B. (Esto se puede expresar con mayor exactitud como "en un flujo magnético de densidad B".) La armadura gira a una velocidad de ω radianes por segundo.

La salida del generador será, por supuesto, una tensión senoidal $v = V_M$ sen ωt. La tensión de pico V_M se

presenta cuando el plano de la bobina de la armadura es paralelo al del flujo. En este punto, la velocidad de los lados de la armadura es ωr de modo que la tensión de pico es

$$-V_M = n\omega r B \times 2l$$

donde n es el número de espiras de la armadura. El factor 2 es necesario porque ambos lados de la armadura contribuyen a la salida.

Las unidades con las que se obtiene el resultado pueden deducirse sustituyendo las magnitudes involucradas en la expresión por las unidades fundamentales:

$$-V_M = n\omega(\text{s}^{-1}) \times r(\text{m}) \times B(\text{Vs/m}^2) \times 2l(\text{m}).$$

Inmediatamente se puede ver que todas desaparecen menos V. Así pues, con las unidades SI, como no son necesarios otros factores, las características magnéticas y de salida están directamente relacionadas.

Si se utilizara en la expresión el campo magnético H en lugar de la densidad de flujo B, la situación sería la siguiente:

$$-V_M = n\omega(\text{s}^{-1}) \times r(\text{m}) \times H(\text{A/m}) \times 2l(\text{m}).$$

Esto lleva a un resultado en Am/s, que no es claramente una fuerza electromotriz. Pero recuérdese que $B = \mu H$ y que la permeabilidad μ tiene también dimensiones, de tal forma que la situación puede ser rectificada:

$$-V_M = \text{Am/s} \times \mu(\text{Vs/(Am)}).$$

Ahora desaparecen todas las magnitudes excepto V.

Sustituyendo ahora valores prácticos, tales como $n = 50$, $\omega = 100\ \pi$ rad/s, $r = 15$ mm, $B = 300$ mT y $l = 25$ mm. Se puede obtener el resultado por dos caminos. Uno consiste en reemplazar los prefijos por potencias de diez:

$$-V_M = 50 \times 100\pi \times 15 \times 10^{-3} \times 300 \times 10^{-3} \times \times 2 \times 25 \times 10^{-3}.$$

$$= 1\,125\,000\,000\pi \times 10^{-9}\ \text{V} = 1{,}125\pi\ \text{V}.$$

El otro consiste en agrupar y evaluar los prefijos separadamente.

$$-V_M = 50 \times 100\pi \times 300 \times 2 \times 25\ (\text{m} \times \text{m} \times \text{m})$$
$$= 1\,125\,000\,000\pi\ \text{nV} = 1{,}125\pi\ \text{V}.$$

Todo esto es más bien básico, pero sirve para ilustrar las virtudes del SI.

Terminología

La comunicación efectiva requiere algo más que el uso de unidades comunes de medida: un vocabulario normalizado también es esencial. La Comisión Electrotécnica Internacional (International Electrotechnical Commission (IEC)) publica un vocabulario técnico con definiciones en inglés y francés. Esta publicación, IEC N.º 50, está disponible tanto en forma de libro como en fascículos separados. El fascículo 901 es el que trata de magnetismo. Como la IEC está afiliada a la Organización Internacional de Normalizaciones (International Standards Organization (ISO)) que es la corporación que controla el SI, entonces el vocabulario y el sistema de unidades SI son completamente compatibles.

OTRAS MAGNITUDES Y RELACIONES MAGNETICAS

Aparte de las magnitudes magnéticas incluidas en la tabla 1, existen otras magnitudes y relaciones que se encuentran en el diseño magnético. Como su definición es conocida se les puede asignar unidades compuestas, y extender aún más el proceso de análisis dimensional.

Polarización y magnetización

Aceptando que las propiedades magnéticas de la pieza de material ferro o ferri-magnético son debidas a la alineación de las corrientes que circulan en las moléculas de material, está claro que estos bucles de corriente producirán dos efectos medibles principales. Uno de ellos es la fuerza magnetomotriz total debida a las corrientes y el otro es el flujo total encerrado por ellos. Una medida de la calidad del material magnético es el número de bucles de corriente en un determinado volumen de material que se alinean en el sentido necesario. Esta es la magnetización del material.

La magnetización se puede medir como la fuerza magnetomotriz de la unidad de longitud del material o como el flujo a través de la unidad de superficie. Así pues, se tienen dos medidas para elegir y definir: M, la magnetización en A/m y J, la polarización en tesla. En cualquier caso se están considerando las propiedades intrínsecas del material; es decir, la cantidad por la que las propiedades magnéticas de un determinado volumen de espacio varían por la presencia de una muestra de material. Naturalmente, $J = \mu_0 M$.

Tabla 1. *Unidades SI para magnitudes magnéticas, su definición y unidades fundamentales.*

magnitud	símbolo	unit	nombre	definición	unidades fundamentales
flujo magnético	φ	Wb	weber	Vs	$m^2\ kg/(s^2\ A)$
fuerza magnetomotriz	F	A	amperio	A	A
intensidad campo magnético	H	A/m	amperio/metro	A/m	A/m
densidad flujo magnético	B	T	tesla	Wb/m^2	$kg/(s^2\ A)$

Tabla 2. *Prefijos de multiplicación aprobados para ser utilizados con unidades SI.*

factor	prefijo	símbolo
10^{12}	tera	T
10^{9}	giga	G
10^{6}	mega	M
10^{3}	kilo	k
10^{2}	hecto	h
10^{1}	deca	da
10^{-1}	deci	d
10^{-2}	centi	c
10^{-3}	milli	m
10^{-6}	micro	μ
10^{-9}	nano	n
10^{-12}	pico	p
10^{-15}	femto	f
10^{-18}	atto	a

Nota: Los prefijos hecto, deca, deci y centi no se utilizan normalmente en ingeniería eléctrica.

Tabla 3. *Lista de símbolos utilizados en el texto.*

símbolo	definición
A_g	área del entrehierro útil
A_m	área del imán
B	densidad de flujo
B_d	densidad del flujo magnético para $(BH)_{máx}$
B_g	densidad del flujo del entrehierro
B_m	densidad del flujo magnético
d	dimensiones de la permeancia (ver figura 8)
E	energía
F	fuerza magnetomotriz
F_g	fuerza magnetomotriz del entrehierro
F_m	fuerza magnetomotriz del imán
H	intensidad del campo magnético
H_d	fuerza de desmagnetización para $(BH)_{máx}$
H_g	intensidad del campo magnético en el entrehierro
H_m	intensidad del campo magnético de trabajo del imán
I	corriente eléctrica
J	polarización magnética
l_g	longitud del entrehierro (en general) (ver figura 6)
l_l	dimensión de permeancia (ver figura 6)
L_g	longitud útil del entrehierro
L_m	longitud del imán
L	inductancia
M	magnetización
n	número de espiras
P	permeancia
P_g	permeancia del entrehierro
p	factor de dispersión (flujo total/flujo útil)
q	factor de pérdidas (fuerza magnetomotriz total/fuerza magnetomotriz en el entrehierro)
r	radio (ver figuras 1 y 7)
s	dimensión permeancia (ver figura 8)
w	dimensiones permeancia (ver figuras 6, 7 y 8)
μ	permeabilidad
μ_r	permeabilidad relativa
μ_0	permeabilidad del vacío
ε	permitividad o constante dieléctrica
ε_0	permitividad del vacío
φ	flujo magnético
φ_g	flujo en el entrehierro
φ_m	flujo en el imán

Permeabilidad

La permeabilidad de cualquier medio es B/H. En unidades del SI ésta es $Vs/m^2 \div A/m = Vs/Am$. Como la unidad de inductancia, el henrio, es Vs/A, la permeabilidad se expresa como H/m. Esta es análoga a la resistividad $V/Am = \Omega/m$ y a la permitividad $As/Vm = F/m$.

En el SI se admiten dos permeabilidades: la permeabilidad absoluta y la permeabilidad relativa. La permeabilidad absoluta es B/H como se definió antes. La permeabilidad relativa, normalmente con el símbolo μ_r, es la permeabilidad del medio dividida por la permeabilidad del vacío. Así pues, $\mu = \mu_r \mu_0$. La permeabilidad relativa no tiene dimensiones, pero numéricamente es igual al valor de la permeabilidad en el sistema c.g.s.

Permeancia y reluctancia

La permeancia es el flujo total dividido por la fuerza magnetomotriz total, Vs/A. La inversa de la permeancia es la reluctancia. Como el flujo total es $B \times$ área y la fuerza magnetomotriz es $H \times$ longitud, la permeancia de un volumen de espacio (o del aire) es:

$$P = \frac{B \times \text{área}}{H \times \text{longitud}} = \frac{\mu_0 H \times \text{área}}{H \times \text{longitud}} = \mu_0 \frac{\text{área}}{\text{longitud}}$$

con dimensiones de $H/m \times m^2/m = H$. No es éste un resultado sorprendente si se considera que se ha manejado la permitividad de la misma forma que para un volumen de espacio se obtiene la capacidad, y de la conductividad, la conductancia. La determinación de la permeancia es la esencia del diseño magnético. Están disponibles varios métodos teóricos y prácticos, pero, aunque el SI hace más fácil el entender la naturaleza de la permeancia, no se puede decir que haga nada más fácil el proceso de su determinación.

Energía

Al establecer el henrio como unidad de permeancia, se está en condiciones de considerar el almacenamiento de energía en campos magnéticos. La energía almacenada en una inductancia es:

$$E = I^2 L/2.$$

(Todos los símbolos utilizados están incluidos en la tabla 3.) Ahora, una corriente I produce una fuerza magnetomotriz igual a $I = F_m A$, y, como la inductancia y la permeancia parecen tener la misma naturaleza, está justificado escribir:

$$E = {F_m}^2 P/2.$$

Utilizando la definición de permeancia que se dió en el apartado anterior, se tiene para el aire:

$$E = \frac{\mu_0 F_m^2 \text{ (área)}}{2\text{(longitud)}}$$

y la energía por unidad de volumen es

$$W = \frac{\mu_0 F_m^2 \text{ (área)}}{2\text{(longitud)} \times \text{(área) (longitud)}}$$

que se reduce a:

$$W = \frac{\mu_0 F_m^2}{2\text{(longitud)}^2}$$

$$= \mu_0 \frac{H^2}{2}$$

$$= BH/2.$$

Si nos hubiéramos referido a un medio distinto del aire (o el vacío) y, por lo tanto, utilizado otro valor de permeabilidad, el resultado hubiera sido, por supuesto, el mismo.

Como se está trabajando con unidades SI, se puede asegurar que la energía está dada directamente en unidades de energía del SI: el julio, o vatio-segundo. Esto se puede comprobar:

$$\begin{aligned} W &= BH/2 = (Vs/m^2)(A/m)/2 \\ &= (VAs/m^3)/2 \\ &= (J/m^3)/2. \end{aligned}$$

Esta equivalencia directa entre magnetismo y energía puede probar su utilidad en el diseño de sistemas magnéticos para aplicaciones mecánicas.

Ahora se puede ver que el producto de la polarización y la magnetización de una muestra de material magnético permanente tiene también las dimensiones de una energía:

$$W = JM/2 \quad (J = Vs/m^2;\ M = A/m).$$

Este es un resultado totalmente razonable. Unifica efectivamente los dos aspectos del efecto de las corrientes circulantes, que son la fuente de las propiedades magnéticas. Y el efecto total de una corriente que circula es el almacenamiento de energía.

Punto de trabajo

Normalmente se necesita un imán permanente para suministrar un flujo φ con una fuerza magnetomotriz tal que:

$$B_m = \varphi / A_m$$

$$H_m = F / L_m.$$

Estas ecuaciones determinan el punto de trabajo (B_m, H_m) de un imán en una determinada aplicación. Este punto de trabajo está situado dentro o en la curva de desmagnetización (segundo cuadrante) del material magnético.

Línea de carga

La relación entre flujo total y fuerza magnetomotriz de un imán en una determinada aplicación determina la pendiente de la línea de carga para tal aplicación:

$$\frac{B_m}{H_m} = \frac{\varphi}{F} \times \frac{L_m}{A_m}.$$

Donde no hay ningún campo magnético que no sea el debido al imán, la línea de carga pasa por el origen, figura 2. El punto de trabajo está situado en la línea de carga.

La magnitud φ/F es una permeancia. Cuando se necesita un imán para producir una determinada densidad de flujo en un determinado entrehierro y en una situación ideal en la que no hay fugas de flujo en los alrededores del entrehierro, o pérdidas de la fuerza magnetomotriz en las piezas polares, esta permeancia es:

$$P_g = \mu_0 \frac{A_g}{L_g} = \frac{\varphi}{F}.$$

Sustituyendo esto en la expresión de la pendiente de la línea de carga se obtiene:

$$\frac{B_m}{H_m} = \mu_0 \frac{A_g L_m}{L_g A_m}$$

de la cual:

$$\frac{B_m}{\mu_0 H_m} = \frac{A_g L_m}{L_g A_m}.$$

Esta expresión es adimensional y muestra que el punto de trabajo es determinado solamente por las proporciones del circuito magnético, no por su tamaño.

Obsérvese que la magnitud sin dimensiones $B_m/(\mu_0 H_m)$ es una definición alternativa de la pendiente de la línea de carga. Numéricamente es igual a la pendiente de la línea de carga B_m/H_m expresada en unidades c.g.s. Sin embargo, esta última tiene las dimensiones de la permeabilidad, a pesar de lo cual a menudo se suele referir a ella como a la "unidad de permeancia" de un conjunto. Este término es erróneo y no ha recibido el reconocimiento de término normalizado. El término *pendiente de la línea* de carga es completamente adecuado.

Si un imán permanente es expuesto a un campo magnético producido externamente, el efecto que produce es el de desplazar la intersección de la línea de carga y el eje H desde el origen a un valor de H igual al del campo aplicado. La pendiente permanece inalterada, pero el punto de trabajo del imán varía. La proporción de la variación depende de la pendiente de la línea de carga y de la pendiente de la curva de desmagnetización en el punto de trabajo, figura 3.

Energía en el circuito magnético

De las consideraciones anteriores se deduce que el imán permanente en un circuito magnético puede ser considerado como energía almacenada.

$$E_m = B_m H_m A_m L_m / 2.$$

Igualmente, un entrehierro puede considerarse como energía almacenada

$$E_g = B_g H_g A_g L_g / 2.$$

Ahora bien, la fuerza magnetomotriz a través del entrehierro tiene el signo opuesto a la fuerza magnetomotriz del imán que lo forma. Esta puede considerarse como la segunda ley de Kirchoff aplicada a un circuito magnético. Así, $H_m = -H_g$, y la suma de energías es cero. En el caso ideal en el que no existen fugas ni pérdidas:

$$B_m H_m A_m L_m + B_g H_g L_g A_g = 0.$$

Fuerzas

Las fuerzas debidas a campos magnéticos son importantes tanto en el diseño estructural de circuitos magnéticos como en algunas aplicaciones tales como la autoelevación, mantenimiento y separación magnéticas. Considérese el entrehierro sencillo que se muestra en la figura 4, con una fuerza magnetomotriz F_g aplicada. Suponiendo que no hay saturación:

$$H_g = \frac{F_g}{L_g} \quad \text{y} \quad B_g = \frac{\mu_0 F_g}{L_g}.$$

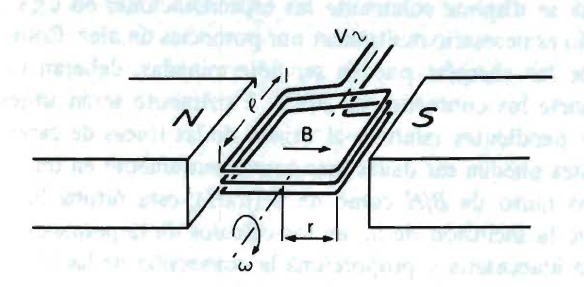


Figura 1. Sencillo generador utilizado para ilustrar las virtudes de la coherencia. En unidades SI, la tensión de salida es simplemente el producto de la densidad de flujo, la velocidad de rotación, el radio de la armadura, el doble de la longitud y el número de espiras.

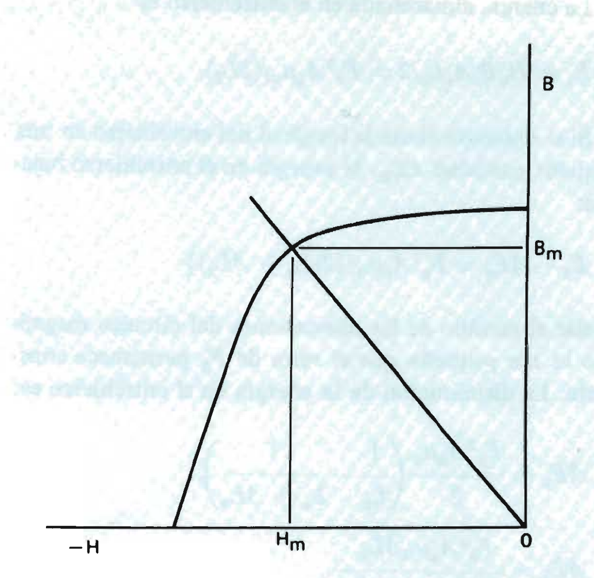


Figura 2. El funcionamiento de un imán permanente está definido por una línea de carga de pendiente B_m/H_m. Cuando no hay ningún campo externo aplicado, la línea de carga pasa por el origen.

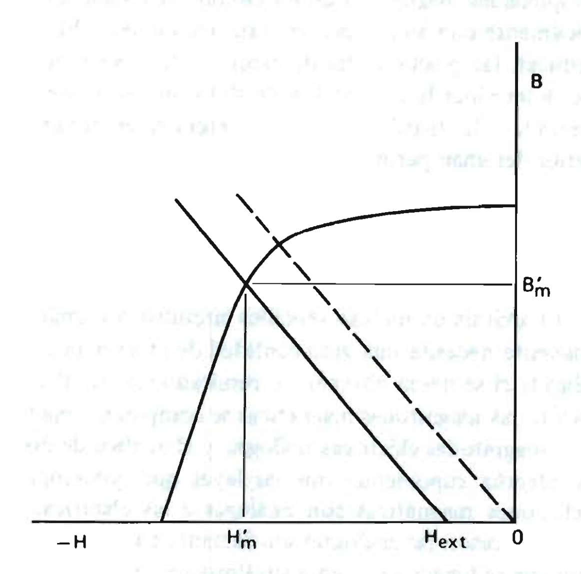


Figura 3. La aplicación de un campo externo al montaje magnético permanente produce el efecto de desplazar del origen la intersección entre la línea de carga y el eje H según el valor y sentido del campo aplicado. La pendiente de la línea de carga permanece igual.

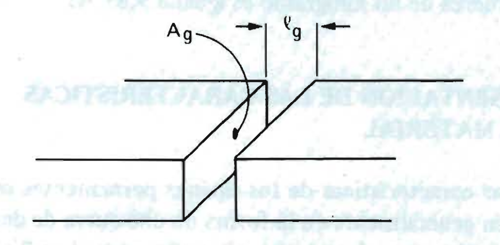


Figura 4.

La energía almacenada en el entrehierro es

$$E_g = H_g B_g A_g L_g/2 = F_g^2 A_g \mu_0/(2L_g).$$

Si se aumenta ahora la longitud del entrehierro en una pequeña cantidad ΔL_g, la energía en el entrehierro bajará a:

$$E_g - \Delta E_g = F_g^2 A_g \mu_0 / \{2(L_g + \Delta L_g)\}$$

donde el cambio de las dimensiones del circuito magnético es tan pequeño que el valor de F_g permanece constante. La disminución de la energía en el entrehierro es:

$$\Delta E_g = \frac{F_g^2 A_g \mu_0}{2}\left(\frac{1}{L_g} - \frac{1}{L_g + \Delta L_g}\right),$$

$$\Delta E_g = \frac{F_g^2 A_g \mu_0 \Delta L_g}{2L_g(L_g + \Delta L_g)}.$$

La energía es la fuerza f multiplicada por la distancia que se desplaza s:

$$E = fs.$$

Así pues, la fuerza media entre las piezas polares será:

$$f = \Delta E_g / \Delta L_g$$

$$= \frac{F_g^2 A_g \mu_0}{2L_g(L_g + \Delta L_g)}.$$

Cuando $\Delta L_g \rightarrow 0$

$$f = F_g^2 A_g \mu_0/(2L_g^2)$$
$$= B_g A_g H_g/2$$
$$= B_g^2 A_g/(2\mu_0).$$

Si todas las magnitudes están en unidades SI, la fuerza f está dada en unidades de fuerza del SI, newton (N); una fuerza de un kilogramo es igual a 9,81 N.

PRESENTACION DE LAS CARACTERISTICAS DEL MATERIAL

Las características de los imanes permanentes se presentan generalmente en la forma de una curva de desmagnetización para el material adecuada para el análisis gráfico. Una vez examinados algunos de los aspectos del diseño de imanes permanentes que son los más afectados por el cambio a las unidades SI, se está en condiciones de especificar la forma en que se deberían presentar las características del material para mayor comodidad en el diseño.

Sería útil en la mayoría de los casos tener las características intrínseca (*J-H*) y de inducción (*B-H*) juntas. Por supuesto que se puede calcular una a partir de la otra, pero se está tratando de comodidad. Para evitar utilizar μ_0 repetidamente en los cálculos que incluyen entrehierros, la fuerza de desmagnetización debería estar calibrada en términos de H y de $\mu_0 H$, es decir, en A/m y en tesla. Con la escala de la fuerza de desmagnetización así calibrada, los materiales especificados en el SI pueden ser comparados con facilidad con los materiales de los que se dispone solamente las especificaciones en c.g.s.: sólo es necesario multiplicar por potencias de diez. Como que las energías pueden ser determinadas, deberán incluirse los contornos de $BH/2$. Finalmente serán útiles las pendientes relativas al origen de las líneas de carga. Estas pueden ser dadas más convenientemente en términos tanto de B/H como de $B/(\mu_0 H)$; esta última hace que la inclusión de μ_0 en los cálculos de la permeancia sea innecesaria y proporciona la conversión de las líneas de carga que están en unidades c.g.s.

La figura 5 es un ejemplo del método propuesto para la presentación de las características del material Ferroxdure 270, una ferrita anisotrópica adecuada para aplicaciones en motores y generadores.

PROCESO DE DISEÑO EN UNIDADES SI

Como se ha dicho antes, las unidades SI no simplifican por sí mismas el proceso de diseño. Permiten que las propiedades magnéticas de un circuito se relacionen más fácilmente con su aplicación y sus relaciones coherentes reducen las posibilidades de error. El enojoso problema de determinar la proporción de flujo que va a donde se necesita o la distribución de la energía en el circuito exterior del imán permanece.

Analogías

El análisis de incluso sencillos circuitos con imán permanente necesita una gran cantidad de matemática complicada si se desea obtener un resultado exacto. Por esta razón, las magnitudes magnéticas se comparan a menudo con magnitudes eléctricas análogas, y el análisis de diseño se efectúa suponiendo que las leyes que gobiernan las relaciones magnéticas son análogas a las eléctricas. En muchos casos, las analogías son bastante adecuadas, siempre que se tengan en cuenta sus limitaciones.

La principal limitación de la mayor parte de las analogías es que se consideran superficies equipotenciales. Así pues, la pérdida de fuerza magnetomotriz en las piezas polares no es tenida en cuenta. Además, el fenómeno de la saturación magnética no puede ser convenientemente simulado sin el uso de funciones complicadas adicionales.

La analogía más obvia de un circuito magnético es un

circuito eléctrico que contiene fuentes de fuerza electromotriz y resistencias. En muchos aspectos, se tiene una buena analogía: un circuito magnético se parece mucho a uno eléctrico inmerso en un medio conductor. De hecho, esta es la base del método de la cuba electrolítica para la determinación de la permeancia.

La capacidad es una analogía muy exacta de la permeancia. Esta analogía no hace el cálculo más fácil, pero es muy adecuada para determinar la permeancia mediante medida. Modelos de entrehierros y piezas polares con una superficie conductora son fáciles de hacer y su capacidad es fácil de medir.

Los métodos de diseño con computador utilizan tanto las analogías eléctricas como los modelos de hojas de corriente. En ambos casos, los computadores son ideales, pues son capaces de efectuar rápidamente las interacciones involucradas con las analogías y manejar la complicada aritmética de los modelos. Un computador utilizado con una analogía resistiva es un tipo de proceso automático de "prueba y error".

Diseño magnético

El punto inicial normal del diseño de un sistema con imanes permanentes es el de las dimensiones del volumen en el cual se necesita el flujo, y el valor de la densidad de flujo. Es decir, A_g, L_g y B_g. Cualesquiera que sean las dimensiones y la geometría del circuito magnético, no todo el flujo del imán pasará a través del entrehierro en cual se necesita. Además, no toda la fuerza magnetomotriz debida al imán aparecerá en el entrehierro, una parte es necesaria para producir el flujo en las piezas polares y a través de las uniones en el montaje magnético. Así pues, además de la permeancia del entrehierro, el circuito magnético contiene permeancias en serie y en paralelo con la permeancia del entrehierro. La esencia del diseño magnético es la determinación de estas permeancias no deseadas (pero inevitables).

La presencia de permeancias en paralelo aumenta el área efectiva del entrehierro; la presencia de permeancias en serie aumenta la longitud efectiva del entrehierro. Estas dimensiones aumentan según el factor de dispersión p y el factor de pérdidas q respectivamente. En los diseños magnéticos más eficaces, el valor de p es entre 2 y 6 y el valor de q entre 1,05 y 1,3. El producto pq es la relación entre la energía magnética y la energía del entrehierro. También es el factor según el cual el volumen magnético podría ser reducido si la dispersión pudiera ser evitada.

Con el fin de demostrar la utilización de la figura 5, se trabaja con un sencillo diseño en el que p y q son conocidos. Dados: $A_g = 200$ mm^2, $L_g = 3$ mm, $B_g = 0{,}3$ T, $p = 3{,}5$ y $q = 1{,}12$. No existen requisitos especiales y el sistema no está expuesto a influencias desmagnetizantes exteriores.

Bajo estas condiciones se puede hacer funcionar el imán a $(BH)_{máx}$ para conseguir un tamaño mínimo y —probablemente— el menor costo. De acuerdo con la figura 5, la pendiente de la línea de carga para el funcionamiento a $(BH)_{máx}$ es 1,26 μA/m, así pues:

$$\frac{B_m}{H_m} = 1{,}26 \times 10^{-6} = \mu_0 \frac{pA_gL_m}{qL_gA_m}.$$

Se puede simplificar el cálculo obteniendo la pendiente de la línea de carga en términos de $B_m/(\mu_0 H_m)$. Este valor se obtiene en la escala anterior exterior de la figura 5 y es igual a 1. Es decir:

$$\frac{B_m}{\mu_0 H_m} = \frac{pA_gL_m}{qL_gA_m} = 1.$$

Ahora

$$pA_gB_g = A_mB_m$$

por lo tanto, con $B_g = 300$ mT y $B_m = 165$ mT (de la figura 5),

$$A_m = pA_gB_g/B_m = 3{,}5 \times 200 \times 300/165 = 1273 \text{ mm}^2.$$

Obsérvese que los prefijos de multiplicación de las densidades de flujo (mT) se anulan, dando el resultado en el mismo submúltiplo que el utilizado en el valor de A_g.

El cálculo de L_m se simplifica mucho al utilizar la figura 5. A partir de:

$$H_mL_m = qL_gH_g$$

se obtiene que:

$$\begin{aligned} \mu_0 H_m L_m &= qL_g\mu_0 H_g \\ &= qL_gB_g. \end{aligned}$$

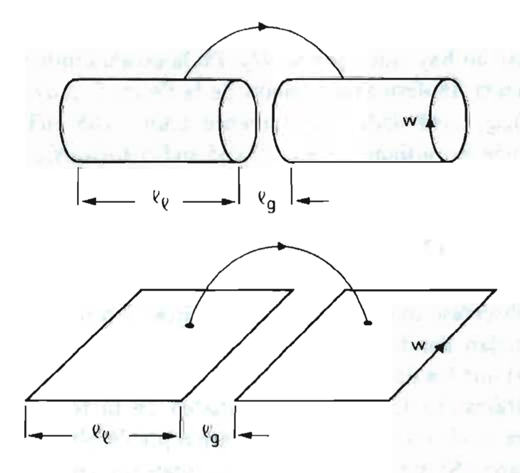
Así no hay que calcular H_g. En la escala duplicada de la fuerza de desmagnetización de la figura 5, $\mu_0 H_m$ para $(BH)_{máx}$ está dada directamente como 165 mT (esto también se obtiene de $B_m = 165$ mT y $B/(\mu_0 H_m) = 1$), entonces:

$$L_m = 1{,}12 \times 3 \times 300/165 = 6{,}11 \text{ mm}.$$

Obsérvese que de nuevo los prefijos de multiplicación se anulan dando el resultado en el mismo submúltiplo (mm) que los datos.

Utilizando los datos presentados en la forma de la figura 5, el diseño magnético básico puede efectuarse en unidades SI sin que el factor μ_0 aparezca en los pasos.

Figura 5. Curva de desmagnetización del Ferroxdure 270 presentada en la forma adecuada para simplificar el diseño con unidades SI. La doble calibración de la fuerza de desmagnetización y las escalas de la permeabilidad eliminan el uso de μ_0 en la mayoría de cálculos de diseño.



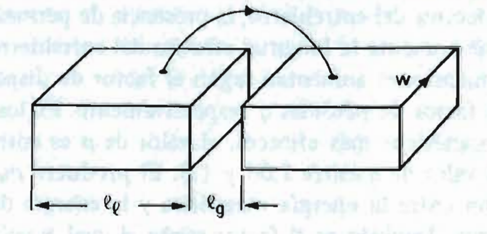


Figura 6. Permeancias que pueden ser calculadas directamente utilizando el nomograma 1, con las dimensiones que se necesitan para el cálculo. Los arcos indican la dirección del flujo.

Determinación de la permeancia

Por último, la determinación exacta de la permeancia sólo se puede lograr midiendo en un conjunto magnético. Esto a menudo no es conveniente, y se necesita algún sistema de cálculo. Existen dos aproximaciones básicas para el cálculo de la permeancia: el cálculo y la medida en un modelo. El modelo puede ser una versión del propio sistema magnético a escala reducida, o su análogo conductor o capacitivo.

Se pueden construir modelos y aunque sean simples se necesita equipo de laboratorio para las medidas. El cálculo, si es posible, es evidentemente el sistema más conveniente y flexible.

Cálculo de la permeancia

Partiendo del clásico trabajo de Evershed se han desarrollado algunas fórmulas para el cálculo de la permeancia. La mayoría están basadas en la integración de trayectorias de flujo circulares o elípticas. Después de comparar algunas de estas fórmulas con los resultados experimentales, se ha dibujado un conjunto de tres nomogramas que dan la permeancia de las trayectorias del flujo disperso más comunes en los circuitos magnéticos.

De los tres, el nomograma 1 ha demostrado ser el más útil. Da las permeancias entre superficies del mismo plano, que incluyen superficies curvas y cilindros, figura 6. Como punto de partida para el cálculo se necesitan dos magnitudes: la relación entre la separación de las superficies y su longitud l_1/l_g (medidas en la dirección de las líneas de fuerza), y el área de las superficies, w. Cuando las superficies son de longitudes desiguales pero no difieren en un factor superior a dos, se utiliza la longitud media. Para superficies que encierran un volumen, un cilindro o un prisma, w es la circunferencia de la sección eficaz del volumen. Obsérvense las unidades asignadas a las escalas: w se mide en mm; hay dos escalas de permeancia, la permeancia verdadera en nH y el valor P/μ_0 en mm. Los valores de P/μ_0 están preparados para ser utilizados cuando el diseño se efectúa con la ayuda de los datos presentados como en la figura 5. Inevitablemente se supone que las superficies son equipotenciales.

El nomograma 2 da la permeancia entre superficies cilíndricas concéntricas tales como las que existen en los sistemas magnéticos de indicadores de bobina móvil, motores y altavoces (figura 7). También se supone que las superficies son equipotenciales.

El nomograma 3 da la permeancia entre las superficies posteriores de planos paralelos, figura 8. Se aplica solamente a planos rectangulares. Si se necesita la permeancia entre planos circulares, se toma $w = d =$ al diámetro del círculo y se multiplica el resultado por $\pi/4$. Esto da como resultado una aproximación aceptable.

Aunque estos nomogramas no cubren todas las trayectorias de permeancia posibles, dan una buena aproximación para muchas formas. Están ideados para acelerar las interacciones involucradas en el diseño magnético básico y para dar suficiente precisión a un primer cálculo de diseño. Utilizados junto con los datos presentados en la forma de la figura 5, hacen que el proceso de diseño magnético en unidades SI no sea ciertamente más laborioso que con unidades c.g.s. al mismo tiempo que mantienen la coherencia que es la principal ventaja del SI.

Modelos capacitivos

Anteriormente se indicó que si la permitividad era manipulada de la misma forma que la permeabilidad para obtener la permeancia, el resultado sería una capacidad. Esto significa que la relación entre capacidad y permeancia para un determinado entrehierro debe ser igual a la relación entre permitividad del vacío y permeabilidad del vacío, $\epsilon_0/\mu_0 = 7{,}046 \times 10^{-6}$ S^2 (S = Siemens, la unidad SI de conductancia).

Un entrehierro de 10 mm^2 y 1 mm de longitud tiene una permeancia de 126 nH, pero una capacidad de sólo 0,885 pF. La capacidad puede ser medida con cuidado con un equipo sencillo dentro de unos 0,1 pF. Así pues, la determinación de la permeancia de un entrehierro de este tamaño midiendo la capacidad de un modelo, puede ser obtenida con suficiente exactitud de forma sencilla. Sin embargo, un modelo de 100 mm^2 y 10 mm de longitud tendría una capacidad de 8,85 pF, diez veces más elevada, la cual no podría ser medida con suficiente precisión, pero sería más fácil de construir.

Los modelos capacitivos son atractivos porque son sencillos de construir –la hoja metálica puede ser fácilmente conformada para tener la necesaria superficie conductora– y de medir. Son capaces de ahorrar una parte considerable del costo de desarrollo de los sistemas magnéticos grandes y complicados.

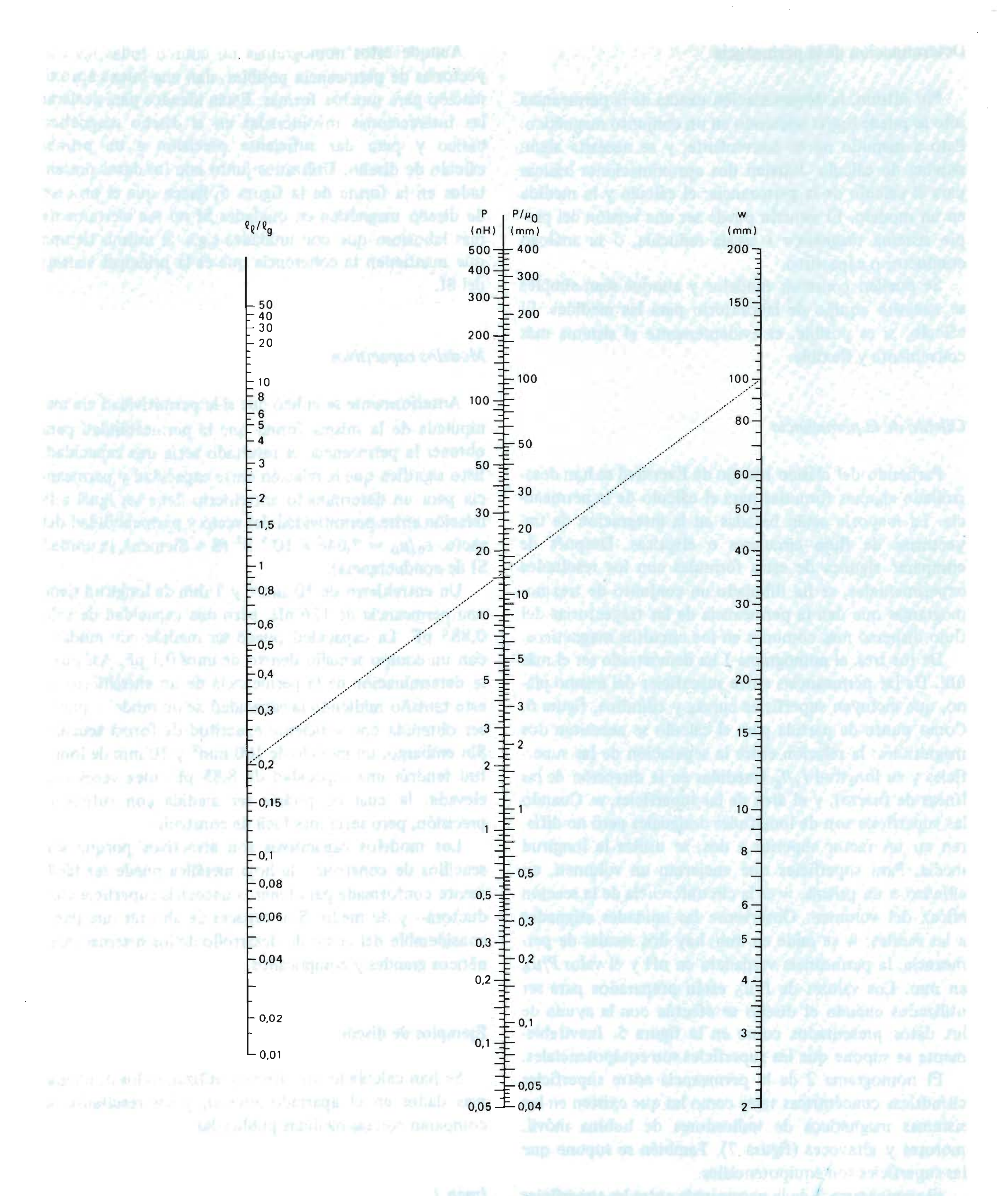
Ejemplos de diseño

Se han calculado dos diseños utilizando los nomogramas dados en el apartado anterior y los resultados se comparan con las medidas publicadas.

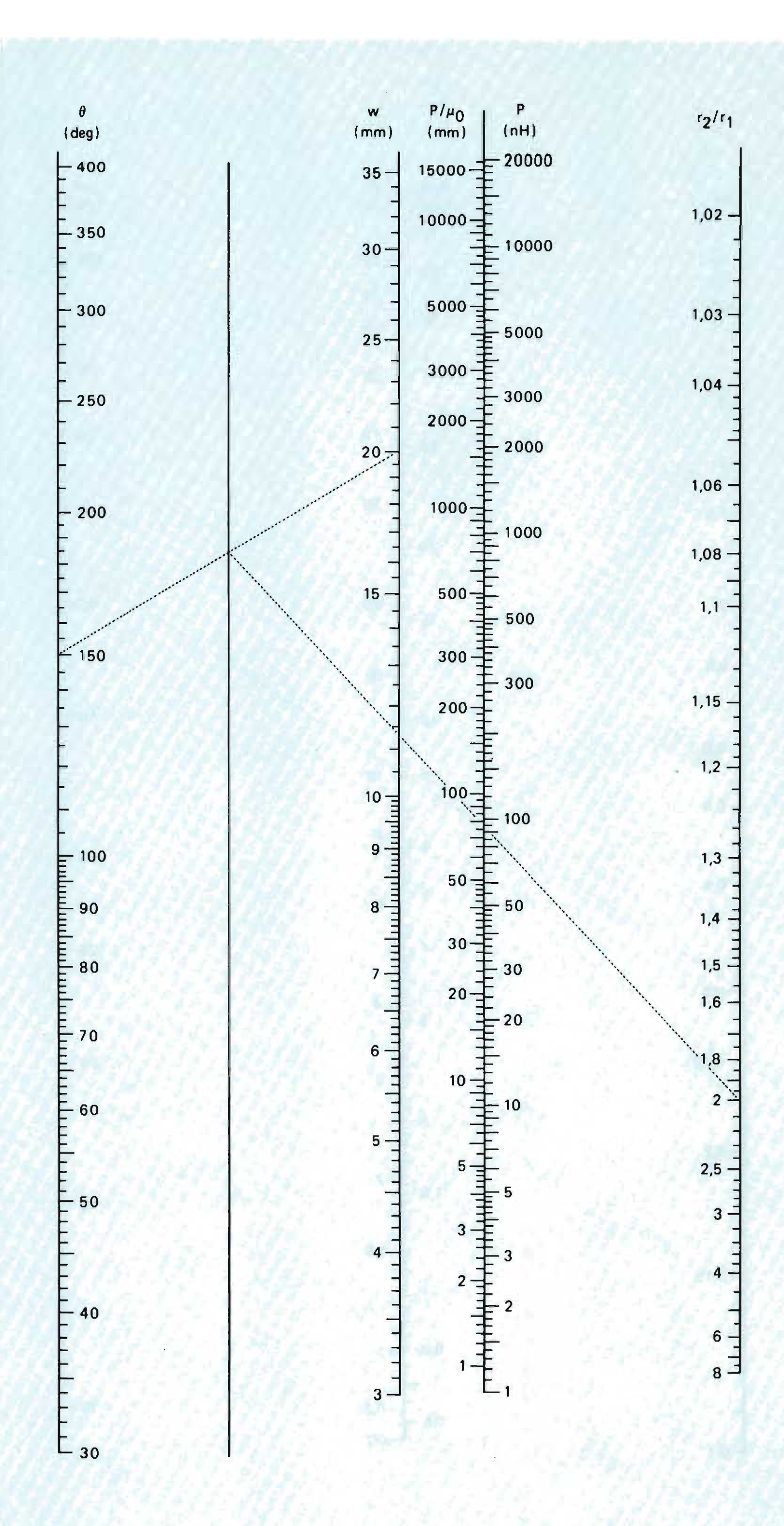
Imán 1

Este sencillo diseño es típico en los ejemplos normalmente elegidos para demostraciones de diseño; la figura 9 muestra el montaje.

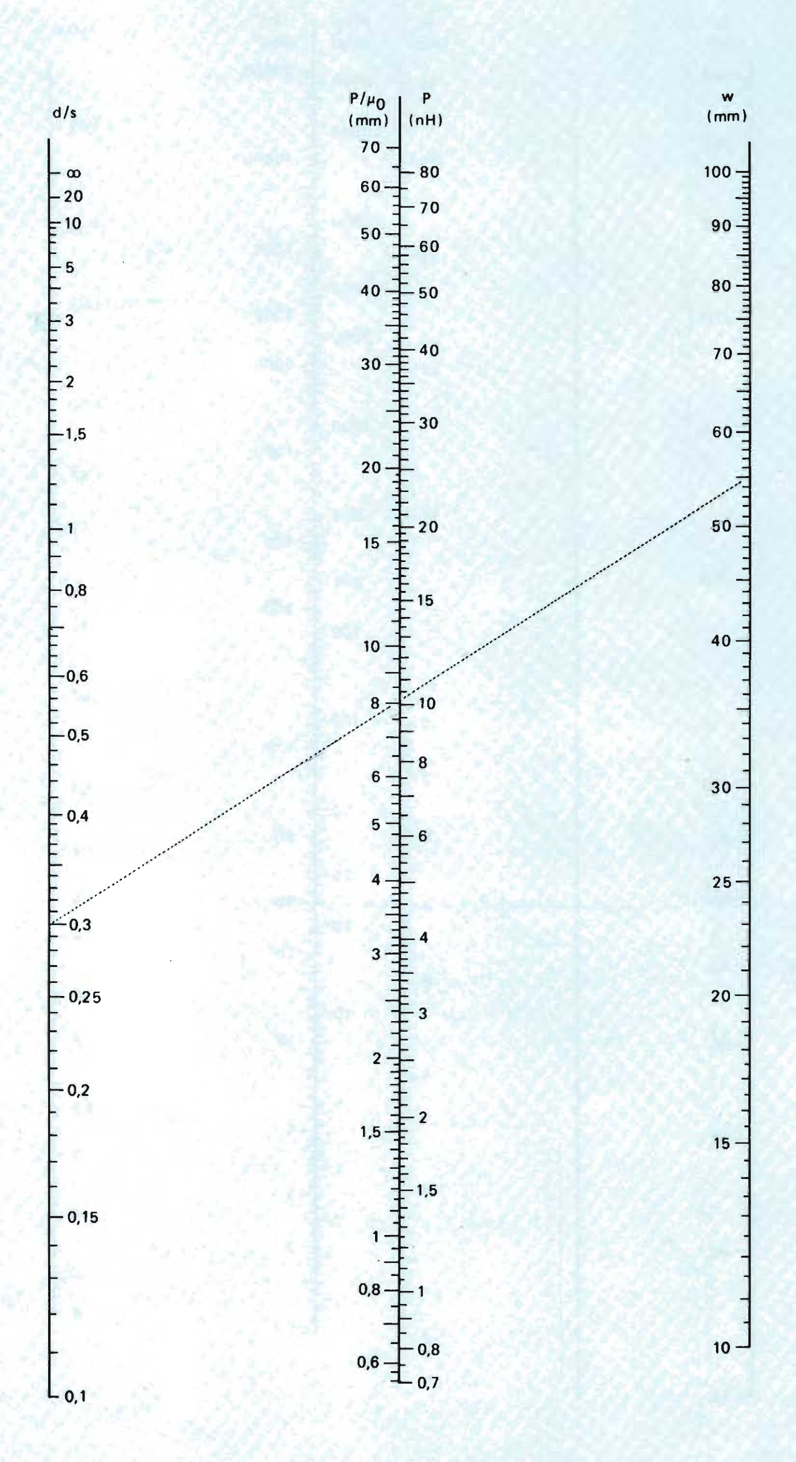
Las trayectorias de flujo disperso se dividen natural-



Nomograma 1. Este nomograma calcula las permeancias entre superficies situadas en el mismo plano, figura 6. Una línea recta une los valores de w y l_1/l_g para dar la permeancia P o P/μ_0. Extensión del margen: multiplicando el valor de w por 10^n, la permeancia resultante queda multiplicada por 10^n.



Nomograma 2. Para calcular la permeancia entre superficies concéntricas, figura 7, se unen primero los valores de w y θ, entonces la intersección del eje de referencia con r_2/r_1 da la permeancia P o P/μ_0. Extensión del margen: multiplicando w o θ por 10^n, la permeancia resultante queda multiplicada por 10^n.



Nomograma 3. Para calcular la permeancia entre las superficies posteriores de planos paralelos se unen los valores de *w* y *d/s*, figura 8, y se obtiene la permeancia en la escala central. Extensión del margen: multiplicando el valor *w* por 10^n, el valor de la permeancia queda multiplicado por 10^n.

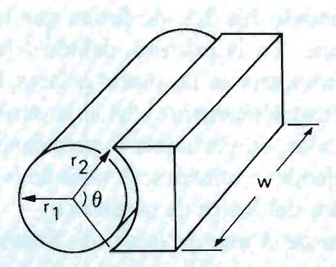


Figura 7. El nomograma 2 está diseñado para calcular la permeancia de los entrehierros radiales de este tipo.

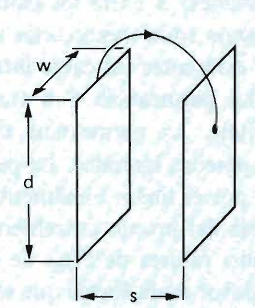


Figura 8. La permeancia entre las superficies posteriores de sólo planos paralelos se calcula utilizando el nomograma 3.

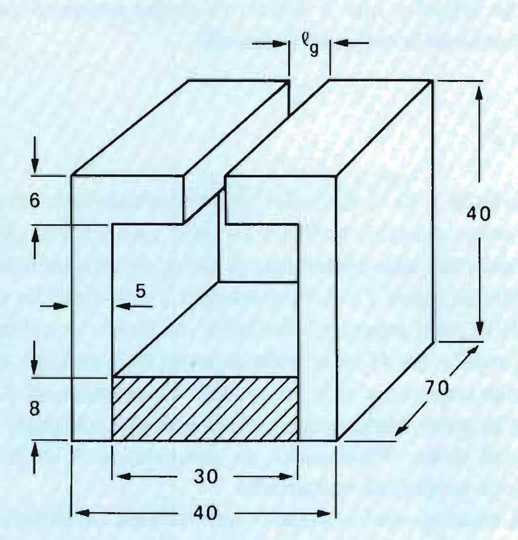


Figura 9. Dimensiones del imán 1. En los ejemplos resueltos se utilizan dos longitudes del entrehierro, 2 y 5 mm.

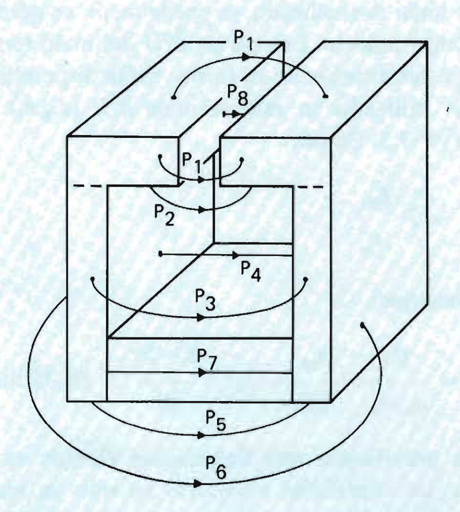


Figura 10. Para calcular la permeancia de dispersión total y, por tanto, el factor de dispersión del conjunto, hay que determinar en el imán 1 las ocho permeancias que se muestran.

mente en ocho permeancias, que se muestran en la figura 10. La permeancia 1 es a través de la parte superior del montaje y entre las caras de las piezas polares. La permeancia 2 está entre las caras inferiores de las piezas polares. La permeancia 3 entre los lados de las paredes laterales del montaje (dos trayectorias tomadas juntas). La permeancia 4 está entre las caras interiores de las paredes laterales. La permeancia 5 a través de la parte inferior del montaje. La permeancia 6 entre las caras exteriores de las paredes laterales. La permeancia 7 es el espacio ocupado por el imán. Finalmente, la permeancia 8 es la permeancia del propio entrehierro. El cálculo se simplifica tomando valores de P/μ_0 de los nomogramas y utilizando los datos en la forma que se presentan en la figura 5.

Se hace el cálculo para unos entrehierros de 2 y 5 mm de longitud y se compara con medidas realizadas y publicadas.

Entrehierro de 2 mm de longitud. Permeancia 1: w = 82 mm (parte superior y lados), $l_1/l_g = 9{,}5$; el nomograma 1 da P_1/μ_0 = 79,9 mm. Permeancia 2: w = = 70 mm, $l_1/l_g = 7$; el nomograma 1 da P_2/μ_0 = 61,77 mm. Permeancia 3: w = 68 mm (ambos lados), l_1/l_g = 0,167; el nomograma 1 da P_3/μ_0 = 7,61 mm. La permeancia 4 se calcula para un simple entrehierro de 26 mm × 70 mm de área y 30 mm de longitud; P_4/μ_0 = 60,7 mm. Permeancia 5: w = 70 mm, l_1/l_g = 0,167; el nomograma 1 da P_5/μ_0 = 7,84 mm. Permeancia 6: w = 70 mm, d/s = 1; el nomograma 3 da P_6/μ_0 = 22,3 mm. Permeancia 7 es la permeancia del imán.

En la mayoría de los casos, la permeancia en circuito abierto del imán es la más fiable. Además, si el diseño utiliza un imán normalizado, se puede medir su permeancia en circuito abierto. Las curvas B/H del imán (en unidades c.g.s.) en función de su forma, están disponibles. Con el imán utilizado en este montaje B/H (c.g.s.) = $B_m/(\mu_0 H_m)$ = 3,5. Como:

$$\frac{B_m}{H_m} = P\frac{L_m}{A_m}$$

se deduce que:

$$\frac{P}{\mu_0} = \frac{B_m}{\mu_0 H_m} \times \frac{A_m}{L_m} = 3{,}5 \times \frac{8 \times 70}{30} = 65{,}33 \text{ mm}.$$

Esta permeancia será ligeramente elevada ya que el flujo de las superficies exteriores ha sido ya tenido en cuenta. Sin embargo, la permeancia entre las superficies exteriores es solamente 9,3 mm (según el nomograma 3), de tal manera que no es razonable considerar la permeancia en circuito abierto.

Finalmente, la permeancia 8 que es debida al entrehierro propiamente dicho de 6 × 70 mm² de área y una longitud de 2 mm, es P_8/μ_0 = 210 mm.

La permeancia total es P_{tot}/μ_0 = 515,45 mm y el factor de dispersión es:

$$p = \frac{P_{tot}}{P_8} = \frac{515{,}45}{210} = 2{,}45.$$

El valor medido fue 2,5, de forma que la correspondencia es buena. En la práctica, debido a la pérdida de fuerza magnetomotriz en las piezas polares, las permeancias más allá (magnéticamente) del imán serían más bajas que las calculadas, en particular la permeancia del entrehierro. Esto tiende a aumentar el valor de p en un factor superior al valor del factor de pérdidas q.

Entrehierro de 5 mm de longitud. Solamente P_1, P_2 y P_8 son afectadas por la variación de la longitud del entrehierro. Para una separación de 5 mm, éstas son: permeancia 1 (nomograma 1) – P_1/μ_0 = 55,9 mm y permeancia 2 (nomograma 1) – P_2/μ_0 = 32,2 mm. La permeancia 8 es la permeancia del entrehierro de 6 × 70 mm² de área y 5 mm de longitud: P_8/μ_0 = 84 mm.

Entonces, la permeancia total es P_{tot} = 335,88 mm y el factor de dispersión:

$$p = \frac{P_{tot}}{P_8} = \frac{335{,}88}{84} = 4{,}0.$$

El valor medido es 4,3, con lo que el error es menor que el 10%. Teniendo en cuenta el factor de pérdidas el valor calculado aumentaría, de forma que se reduciría la disparidad. No obstante, los resultados indican que con los nomogramas se puede obtener un buen cálculo inicial y que el diseño requerirá pequeñas modificaciones en la etapa de desarrollo.

Imán 2

El imán 2 es el imán del tipo encapsulado de un altavoz, como muestra la figura 11. Hay que calcular cuatro permeancias para determinar el factor de pérdidas, como muestra la figura 12. La permeancia 1 está entre las paredes de la parte superior y los lados del imán. La permeancia 2 está a través de la parte superior del montaje, entre la placa superior y el polo central. La permeancia 3 está entre la parte inferior de la placa superior y la parte más alta del imán. Finalmente, la permeancia 4 es la permeancia propia del entrehierro.

El montaje será analizado para obtener la densidad de flujo en el entrehierro en vez de dar directamente el factor de dispersión, para poder comparar los resultados con las medidas publicadas.

La permeancia 1 se obtiene del nomograma 2: r_2/r_1 = 1,32; w = 12,5 mm; P_1/μ_0 = 286,2 mm. Sin embargo, solamente la mitad de la fuerza magnetomotriz del imán aparece a través de esta permeancia, de forma que el

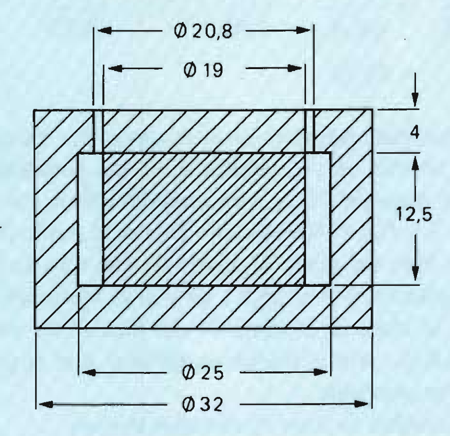


Figura 11. El imán 2 es en forma de cápsula para altavoz. La longitud del entrehierro es 0,9 mm.

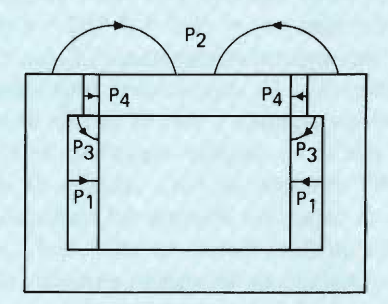


Figura 12. Las cuatro permeancias que hay que calcular para el imán 2.

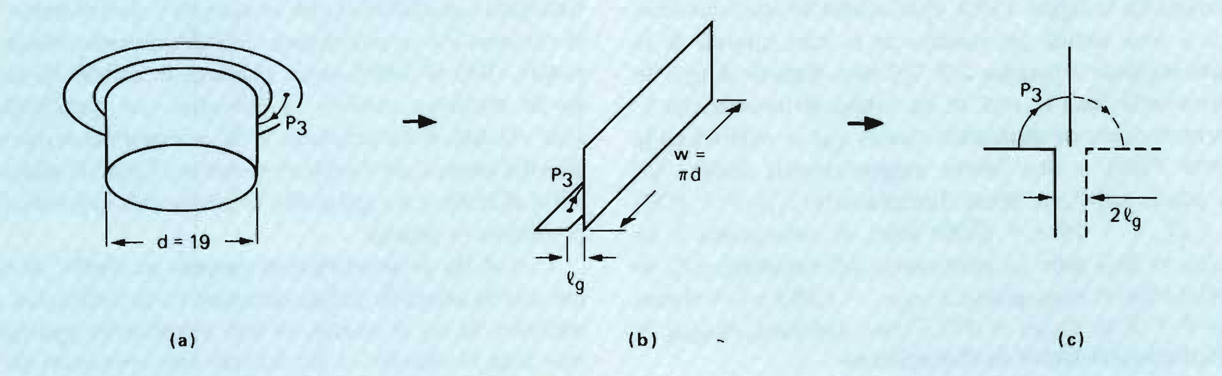


Figura 13. Desarrollo de la permeancia 3 del imán 2, para su evaluación utilizando el nomograma 1. La permeancia de (c) tiene dos mitades, una real y otra virtual, teniendo cada una la misma longitud de entrehierro e idéntica caida de fuerza magnetomotriz.

valor calculado a partir de las dimensiones deberá dividirse por dos, es decir $P_1/\mu_0 = 143{,}1$. Las permeancias de la forma correspondiente a la 2 no pueden ser manejadas directamente por ninguno de los nomogramas. Sin embargo, en la práctica se puede utilizar el nomograma 1 suponiendo que w es el perímetro del entrehierro, $w = 19\ \pi = 62{,}5$ mm y que l_1 es la media entre el espesor radial de la placa superior y el radio del polo central. Con $l_g = 0{,}9$ mm y $l_1 = (6{,}5 + 9{,}5)/2 = 8$ mm, $l_1/l_g = 8{,}89$, y así, según el nomograma 1, $P_2/\mu_0 = 59{,}6$ mm.

Para comprobar las suposiciones efectuadas en la utilización del nomograma 1 para el cálculo de la permeancia 2, se midió un modelo capacitivo de la superficie superior del montaje. Se tuvo cuidado de eliminar los efectos de la capacidad dispersa del resultado. Los resultados de las medidas dieron un valor de $P_2/\mu_0 = 59{,}68$ mm. Este resultado es demasiado parecido, su precisión es gratuita, pues se estima que la precisión de una medida no puede ser mejor que el 5%.

La permeancia 3 se puede calcular utilizando también el nomograma 1. Sin embargo, primero es necesario considerar la geometría de la permeancia cuidadosamente. En esencia, la permeancia 3 está entre el anillo de debajo de la placa superior y la parte superior del imán cilíndrico como muestra la figura 13(a). Las dos superficies están separadas por la longitud del entrehierro de 0,9 mm. Esta permeancia puede ser "desarrollada" y dar la forma rectilínea que muestra la figura 13(b). La pared del imán y la superficie inferior del entrehierro se transforman en rectas. Como solamente está involucrada una pequeña parte de la superficie del imán, se puede considerar que la fuerza magnetomotriz a través del entrehierro atraviesa toda la longitud del imán. En este caso, se puede considerar que la superficie del imán es un plano equipotencial que divide la permeancia como se muestra en la figura 13(c). Esta consta de una superficie real y otra virtual del tamaño de la cara inferior de la placa superior separadas 2 × 0,9 mm. Este es el tipo de permeancia para el cual se ha hecho el nomograma 1. Tiene el doble de separación que la que se muestra en la figura 13(a), y una fuerza magnetomotriz doble. Así P_3 puede calcularse ahora directamente: $l_1/l_g = 2{,}1/1{,}8 = 1{,}17$, $w = 19\ \pi = 59{,}69$ mm; el nomograma 1 da $P_3/\mu_0 = 26{,}4$ mm. La permeancia del entrehierro P_4 se obtiene con el nomograma 2: $r_2/r_1 = 1{,}095$ y $w = 4$ mm con $\theta = 2\ \pi$; $P_4/\mu_0 = 277{,}7$ mm. Así pues, $P_{tot}/\mu_0 = 506{,}8$ mm y el factor de dispersión es:

$$p = \frac{506{,}8}{277{,}7} = 1{,}82.$$

Tomado $q = 1{,}05$ y utilizando la expresión dada anteriormente, la pendiente de la línea de carga del montaje es:

$$\frac{B_m}{\mu_0 H_m} = \frac{pP_4L_m}{q\mu_0 A_m} = \frac{1{,}82}{1{,}05} \times 277{,}7 \times \frac{12{,}5}{283{,}5}$$
$$= 21{,}22.$$

El material utilizado en el montaje fue Ticonal 750 que ya no está en producción. Con una pendiente de la línea de carga de 21,22, este material habría dado $B_m = 1{,}28$ T y $H_m = 46950$ A/m. Este es el punto de trabajo de la base del imán. El diseño de este tipo de montaje es complicado por el hecho de que el punto de trabajo varía a lo largo de la longitud del imán. Para este caso, sin embargo, será suficiente considerar que el punto de trabajo es constante.

La densidad de flujo en el entrehierro es:

$$B_g = \frac{B_m A_m}{p A_g} = \frac{1{,}28 \times 283{,}5}{1{,}82 \times 250} = 0{,}798 \text{ T}.$$

El valor medido fue 0,809 T, de forma que el parecido es bueno.

CONCLUSIONES

Se han explicado las principales características del SI y se han dado las unidades de las magnitudes que se encuentran en el diseño magnético. Se ha demostrado que la principal desventaja del sistema –la introducción de la incómoda magnitud μ_0– puede ser evitada.

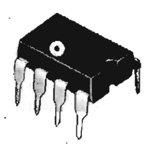
La experiencia ha demostrado que el proceso de conversión de unidades c.g.s. a unidades SI es fácil si es total; trabajando parcialmente en un sistema y parcialmente en el otro con interconversiones se añaden nuevas complicaciones. Esto se puede evitar fácilmente: incluso las escalas de medición pueden –y deberían– ser recalibradas. Una vez que se ha aceptado el SI, se mejora la comprensión del proceso de diseño en sí mismo. Como la relación entre el imán y su aplicación se vuelve más aparente, los problemas se aclaran.

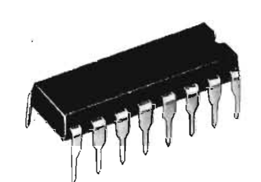
Con el fin de simplificar el proceso de diseño de forma que la atención pueda centrarse en la utilización de unidades SI en el diseño, se han introducido nomogramas para el cálculo de las formas más corrientes de la permeancia. Se ha mostrado que los nomogramas permiten hacer una buena primera aproximación de las propiedades de un sistema magnético. ■

Vea nuestra amplia gama de circuitos integrados analógicos y seleccione los tipos que Vd. necesita

AMPLIFICADORES OPERACIONALES

NE 532	Doble. Compensado en frecuencia. Alta ganancia.
NE 535/538	Rápido (High Slew Rate). Compensación interna de frecuencia Optimas características de entrada.
NE 536	Entrada con FET. Alta impedancia y baja corriente de entrada.
μA740/740C	Compensación interna. Protección de entrada y salida.
MC 1458/1558	Doble μA 741. Protegido contra cortocircuitos. Aplicación general.
μA747/747C	Doble. No requiere compensación de frecuencia. Altas prestaciones.
MC 1456/1556	Compensado internamente. Excelente estabilidad a la temperatura.
μA741/741C	Protegido contra cortocircuitos. Altas prestaciones.
μA 748/748C	Alta ganancia. Inmunidad contra cortocircuitos.
LM 108A/208A/308A	De precisión. Extremadamente baja tensión de offset.
LM 124/224/324	Cuádruple. Alta ganancia. Compensación de frecuencia interna. Una sola fuente de alimentación de amplio margen de tensión.
TCA 410A/B	Seguidor.
TCA 220	Triple.
TCA 520B	Rápido (High Slew Rate)
TDA 1034	Bajo ruido.





PLL(Phase Locked Loop)

NE 560/561/562	Condicionador demodulador HF
NE 564	Limitador, comparador de fase, procesador de post-detección.
NE 565	Filtro adaptable y demodulador.
NE 566	Generador de funciones.
NE 567	Decodificador de tono con detección síncrona de AM.

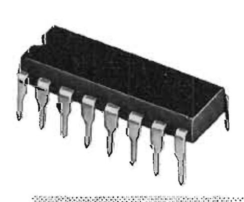
CONMUTADORES ANALOGICOS

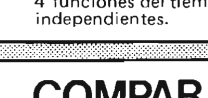
SD 5000/5001/5002	Conmutador cuádruple 20/10/30V
SD 5100/5101	Multiplexor cuádruple 30/10V
SD 5300	Conmutador de cruce



TEMPORIZADORES

NE 555	Aplicaciones generales. Compatible con TTL.
NE 556	Doble. Equivalente a 2 NE 555.
NE 558/559	Cuádruple. Pueden generar hasta 4 funciones del tiempo totalmente independientes.



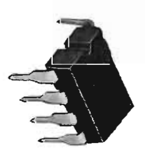


REGULADORES DE TENSION

NE 550	Ajustable, de precisión. Margen 8,5 - 50 Voltios.
NE 551	Tensión positiva y negativa fija.
μA 723/723C	De precisión. Tensión de aliment. pos. y neg.
LM 109/209/309	Tensión positiva 5V,1A

COMPARADORES

NE 521/522	Doble ultra-rápido. Ampl. de lectura. Alimentado con fuentes de alimentación standard.
NE 526	De tensión.
NE 527/529	De tensión. Alta velocidad. Compatible con TTL.
μA 710/710C	Diferencial. Alta sensibilidad. Baja tensión de offset.
μA 711/711C	Alta sensibilidad. Baja tensión de offset.
LM 111/211/311	De tensión, con baja corriente de entrada. Aplicación general.
MC 3302	Cuádruple. Compatible con TTL y C-MOS



Circuitos integrados para TV color

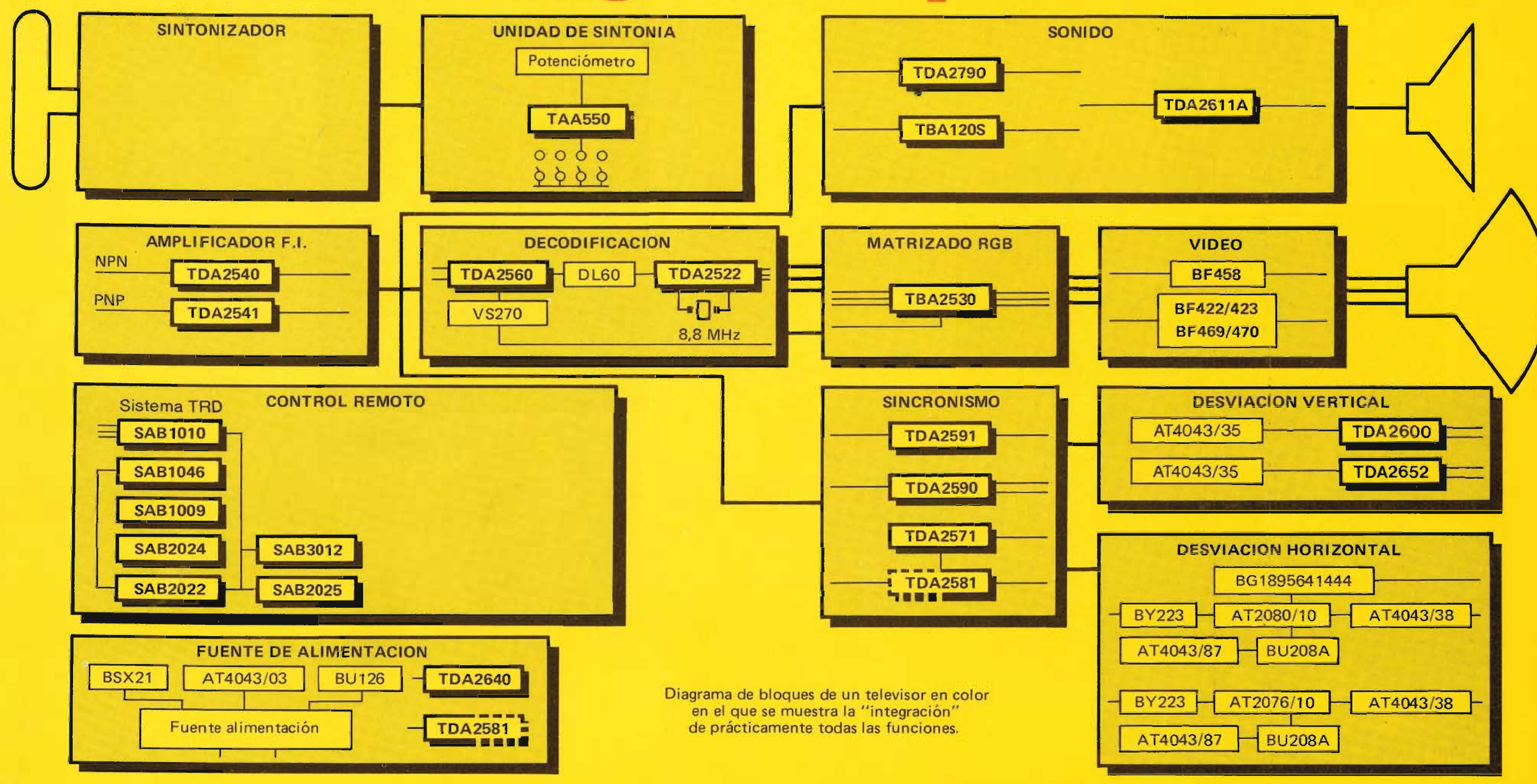


Diagrama de bloques de un televisor en color en el que se muestra la "integración" de prácticamente todas las funciones.

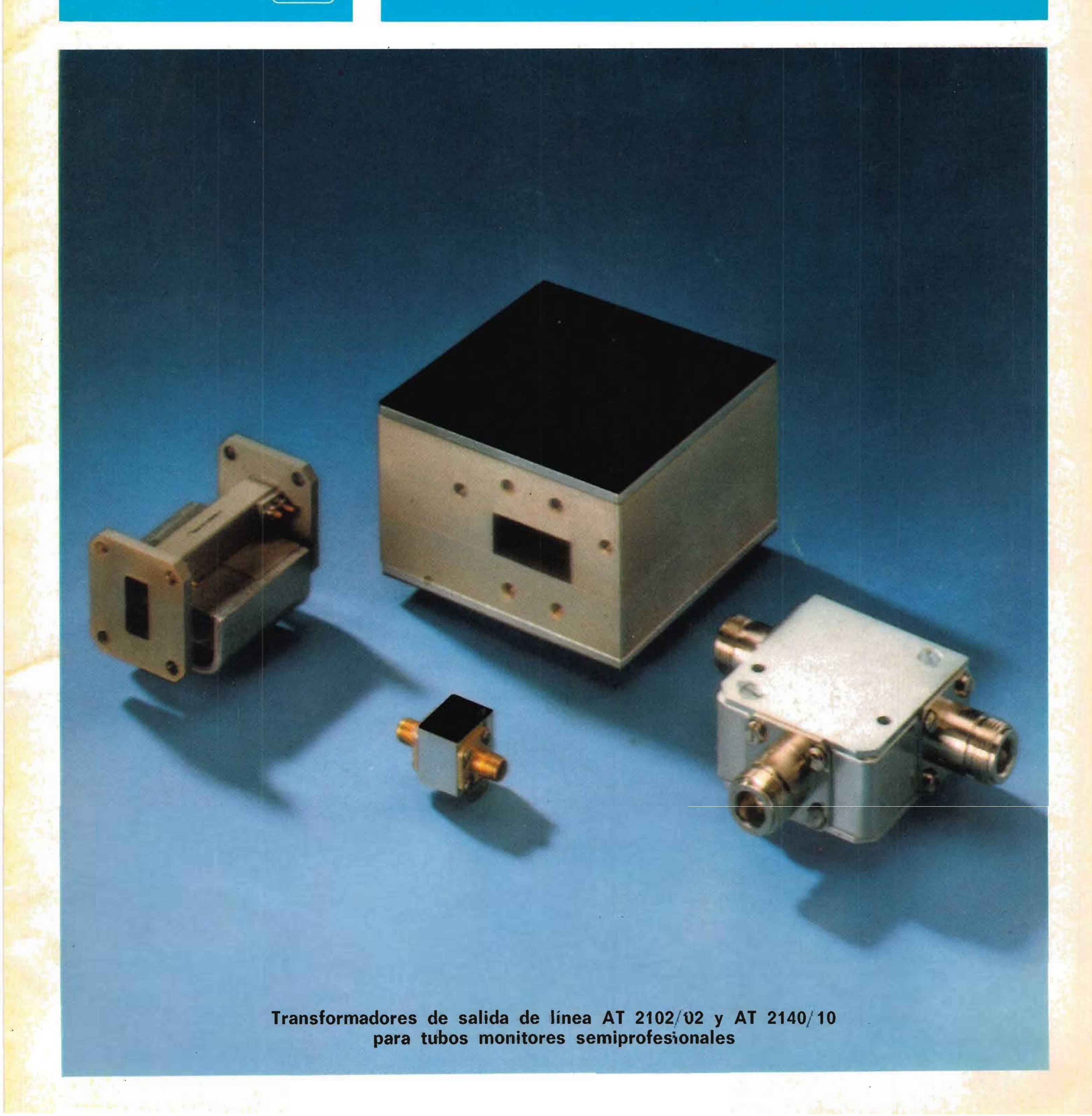
COPRESA

Ro

Revista "Miniwatt"

Vol. 18 - Núm. 3

50 Ptas.



Transformadores de salida de línea AT 2102/02 y AT 2140/10 para tubos monitores semiprofesionales

Revista "Miniwatt"



VOLUMEN 18 - Número 3

MARZO 1979

INDICE

PUBLICADA POR COMPAÑIA DE PRODUCTOS ELECTRONICOS "COPRESA", S. A.

SUSCRIPCION ANUAL (11 números). . . . 450 Ptas.
GASTOS ENVIO CONTRA-REEMBOLSO . 30 Ptas.
CAMBIO DOMICILIO . . . . 25 Ptas.

Depósito Legal: B.18.387-61

GRAFESA - Nápoles, 249 - Barcelona

Sistemas de altavoces reflex de graves de varias vías

Se describen dos sistemas de altavoces reflex de graves: de tres vías, 50 W, y de dos vías, 35 W, con woofers que no necesitan redes de cruce para separar las frecuencias que están fuera del margen correspondiente a cada altavoz. En estos sistemas, los altavoces se pueden acoplar directamente y como consecuencia, se reducen las pérdidas de potencia y el montaje es más sencillo y económico.

En los sistemas de altavoces de varias vías, el espectro de frecuencias de audio se divide en diferentes secciones, graves, medios y agudos; cada sección es manejada por un altavoz o sistema de altavoces distinto. Con la finalidad de aislar cada altavoz de las frecuencias que no corresponden a su margen de trabajo, se emplean redes de cruce. Normalmente estas redes emplean filtros paso-bajos y paso-altos que incorporan bobinas, condensadores y resistores en serie o en paralelo.

Aunque una red de cruce que haya sido diseñada adecuadamente realizará sus funciones de manera conveniente, desgraciadamente absorbe una apreciable cantidad de potencia, que se puede atribuir, en particular, a la presencia de bobinas y resistores en el circuito. Para reducir este problema de pérdida de potencia, se ha diseñado una serie de woofers con una rápida caída en el extremo anterior de la respuesta de frecuencia que elimina la necesidad de un filtro pasa-bajos en la red de cruce. Como consecuencia, un altavoz que maneje las más altas frecuencias (medios y agudos) se puede acoplar directamente al woofer sin más que un condensador en serie que actúa como atenuador de las frecuencias más bajas.

Además de poseer las ventajas evidentes de reducción de las pérdidas de potencia, este sistema es más económico y de más fácil construcción, puesto que la red de cruce se sustituye totalmente por condensadores. Con el objeto de simplificar aún más la construcción, los condensadores se pueden incorporar directamente sobre el woofer, en cuyo caso sólo es necesario acoplar el tweeter y el squawker directamente a los terminales adecuados del woofer.

Sistema de tres vías y 50 W

El sistema de tres vías, como su nombre indica, emplea tres unidades de altavoces, una unidad de graves o "woofer", una unidad de medios o "squawker" y una unidad de graves o "tweeter".

El sistema reflex de bajos que se muestra en la figura 2 incorpora un woofer con las propiedades descritas antes. Las dimensiones dadas en esta figura no son críticas y se pueden variar según las necesidades individuales siempre que se mantenga constante el volumen total de 25 litros.

Para asegurar la ausencia de vibraciones en los paneles se recomienda construir la caja con conglomerado de 20 mm de espesor, asegurando la absoluta rigidez de todas las uniones. Las superficies internas deberán estar recubiertas con 85 g de lana de vidrio.

Los altavoces recomendados para este sistema son:

	tipo	impedancia
woofer	AD80603/W	8 Ω
squawker	AD5062/SQ	8 Ω
tweeter	AD0142/T	8 Ω

En la figura 1 se muestra el diagrama de cableado de este sistema. Obsérvese la simplicidad del esquema comparado con una red de cruce convencional. Obsérvese también que el squawker está conectado en oposición de fase con el woofer y el tweeter.

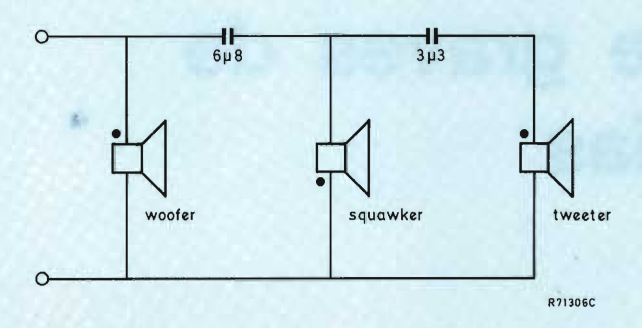


Figura 1. Diagrama de cableado del sistema de tres vías.

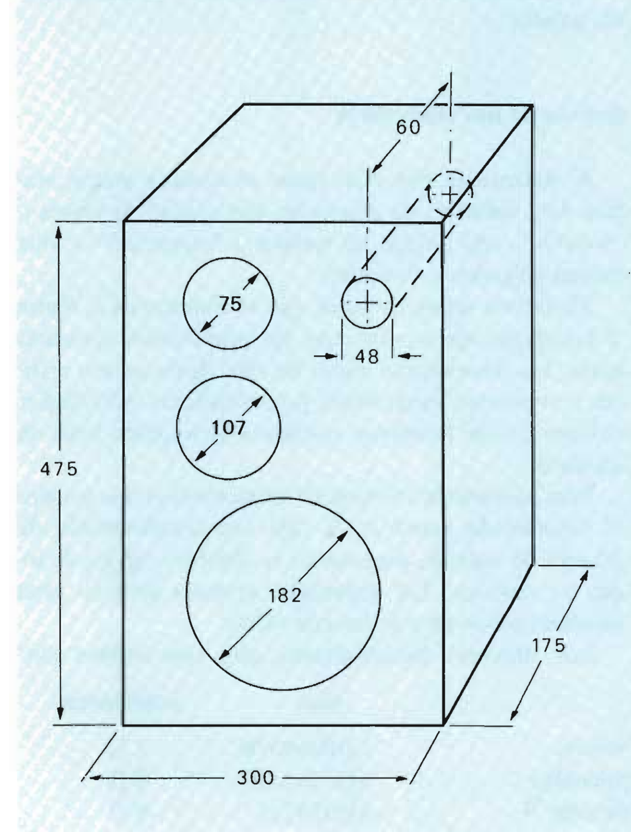


Figura 2. Caja acústica reflex de graves de 25 litros que utiliza: woofer AD80603/W, squawker AD5062/SQ y tweeter AD0142/T. Las dimensiones son internas, están dadas en mm y constituyen simplemente un ejemplo.

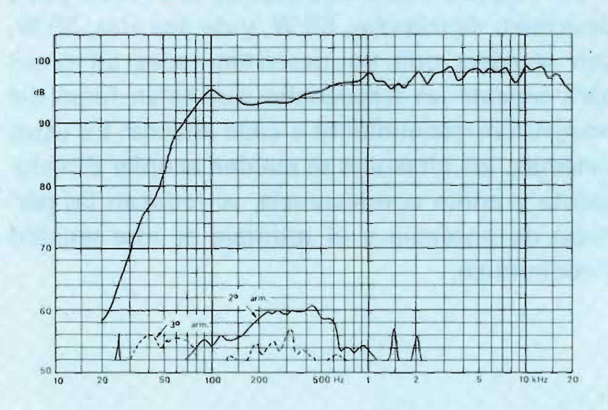


Figura 3. Respuesta de frecuencia y distorsión armónica del sistema de tres vías práctico en condiciones de campo libre.

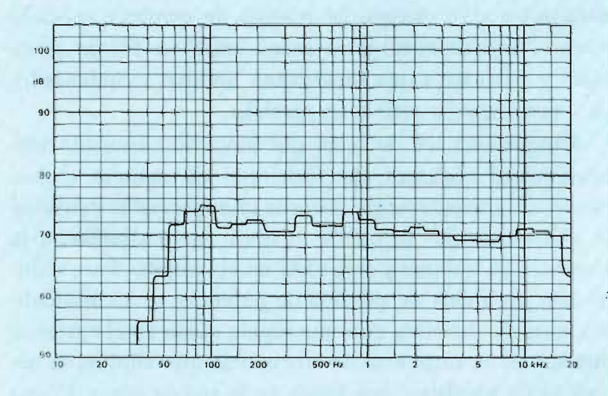


Figura 4. Respuesta de frecuencia del sistema de tres vías práctico en una sala.

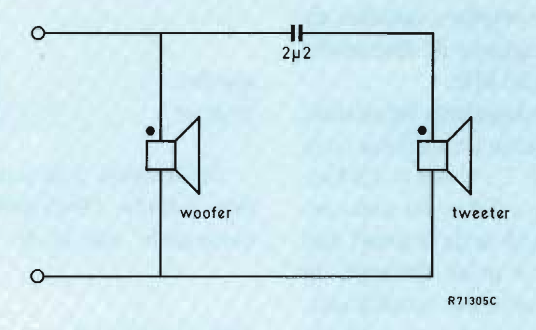


Figura 5. Diagrama de cableado del sistema de dos vías.

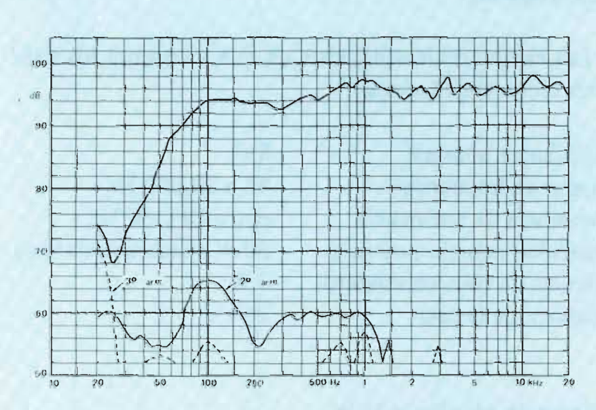


Figura 7. Respuesta de frecuencia y distorsión armónica del sistema de dos vías práctico en condiciones de campo libre.

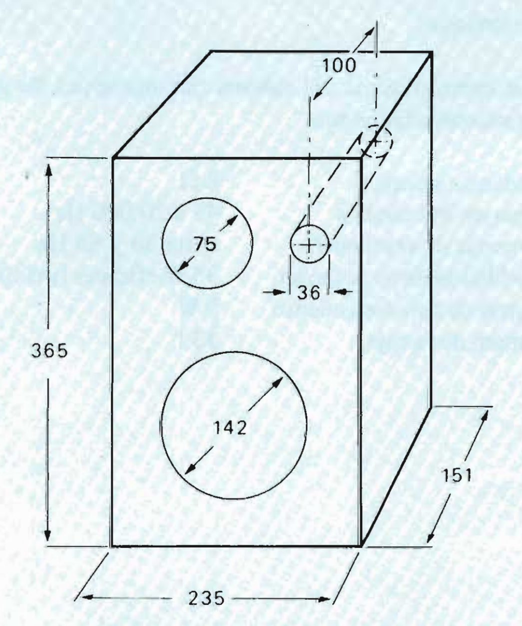


Figura 6. Caja acústica reflex de graves de 13 litros utilizando: woofer AD70610 y tweeter AD0143. Las dimensiones son internas, están dadas en mm y constituyen simplemente un ejemplo.

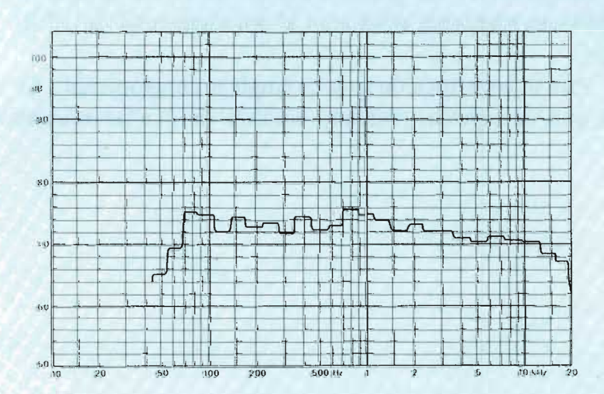


Figura 8. Respuesta de frecuencia del sistema de dos vías práctico en una sala.

Comportamiento

En la figura 3 se muestra la respuesta de frecuencia y la distorsión armónica del sistema completo, medidas en condiciones de campo libre. La respuesta de frecuencia total se extiende desde 42 Hz hasta 20 kHz.

Para dar una medida del comportamiento del sistema en condiciones domésticas, se tomaron las medidas de la figura 4 en una sala de dimensiones: 7,1 X 4,8 X 2,84 m.

El sistema de altavoces se colocó a 0,4 m del suelo entre las dos paredes más largas y a 0,55 m de la pared más corta y el micrófono se colocó a 4 m de distancia en frente del sistema de altavoces. Bajo estas condiciones, se obtuvo que la respuesta de frecuencias se extiende desde 54 Hz hasta 17 kHz ±2,5 dB.

Características

Las características del sistema que incorpora los altavoces recomendados son:

Impedancia nominal	8 Ω
Margen de frecuencias	42 a 20.000 Hz
Frecuencia de resonancia	entre 19 y 80 Hz
Capacidad manejo potencia	50 W eficaces (máximo)
Potencia de funcionamiento	3 W
Volumen de la caja	25 l

Sistema de dos vías y 35 W

En la figura 6 se muestra un sistema reflex de graves de dos vías en el que se tiene un woofer con las características descritas al principio del artículo. Al igual que en el caso anterior, las dimensiones no son críticas y sólo es necesario mantener constante el volumen total de 13 litros.

Para su construcción se debe emplear conglomerado de 18 mm de espesor, teniendo cuidado de que las uniones queden lo más rígidas posible. Se recomienda recubrir las superficies interiores con 50 g de lana de vidrio.

Los altavoces recomendados para este sistema son:

	tipo	impedancia
woofer	AD70610/W	8 Ω
tweeter	AD0143/T	15 Ω

En la figura 5 se muestra el diagrama de cableado de este sistema. Obsérvese la simplicidad de este circuito comparado con el de una red de cruce convencional.

Comportamiento

En la figura 7 se dan las curvas de la respuesta de frecuencia y de la distorsión armónica del sistema completo medidas bajo condiciones de campo libre. La respuesta de frecuencia total se extiende desde 45 Hz y y 20 kHz.

Para proporcionar una indicación del comportamiento del sistema bajo condiciones domésticas, se tomaron las medidas de la figura 8 en una sala de dimensiones: 7,1 X 4,8 X 2,84 m.

Se realizaron medidas en las mismas condiciones que en el caso anterior y se obtuvo que la respuesta de frecuencia se extiende desde 54 Hz hasta 18 kHz ±4,5 dB.

Características

Las características del sistema que incorpora los altavoces recomendados son:

Impedancia nominal	8 Ω
Margen de frecuencias	45 a 20.000 Hz
Frecuencia de resonancia	entre 20 y 86 Hz
Capacidad manejo potencia	35 W eficaces (máximo)
Potencia de funcionamiento	9 W
Volumen de la caja	13 l

■

Transistores de potencia fiables en cápsula de plástico SOT-93

En este artículo se estudian los transistores de potencia que actualmente se fabrican en cápsula SOT-93. Se hace una breve descripción de los pasos de fabricación de estos dispositivos, se dan sus curvas SOAR y curvas características y, finalmente se incluyen algunas instrucciones acerca de su montaje.

Algunos de los transistores de baja frecuencia más empleados que estaban disponibles en cápsula SOT-3 (TO-3), ahora empiezan a ser suministrados en la nueva cápsula especial de plástico de silicona SOT-93. La cápsula SOT-93, desarrollada para cumplir con el requisito de economizar sin sacrificar el rendimiento y la fiabilidad, representa la aproximación más cercana a los encapsulados herméticos de plástico. Las características más importantes de la nueva construcción son: un área de funcionamiento de seguridad (SOAR) ampliado, fatigas térmicas reducidas y una elevada fiabilidad, las cuales se han logrado mediante una unión eutéctica y pasivado del cristal. Estas características combinadas con la economía de fabricación, que emplea técnicas de manejo y montaje de elevada velocidad, hacen posible la construcción SOT-93. Para lograr la unión eutéctica del cristal y la soldadura ultrasónica de los hilos de conexión de aluminio, se emplean métodos de proceso automatizados que trabajan sobre las tiras continuas de conjuntos soporte/terminal (peines).

En las tablas 1 y 2 se da la gama de tipos y un resumen de características de los transistores de potencia disponibles ahora en cápsula SOT-93.

Tipos de transistores en cápsula SOT-93 y aplicaciones

Tipo	*Aplicación*
BDV64 BDV64A BDV64B BDV65 BDV65A BDV65B	Pares de transistores Darlington complementarios de sa'ida de alta ganancia para amplificadores de alta fidelidad con una potencia de salida de hasta 50 W.
BDV91 BDV93 BDV95 BDV92 BDV94 BDV96	Pares complementarios de salida para amplificadores de alta fidelidad con una potencia de salida de hasta 35 W.
BU426 BU426A	Transistores de salida de alta tensión para fuentes de alimentación conmutadas en receptores de TV, especialmente las que emplean un convertidor de retroceso.
BU433	Transistor de alta tensión para etapas de salida de desviación horizontal en receptores de TV o para etapas de salida de fuentes de alimentación conmutadas que empleen un convertidor directo.

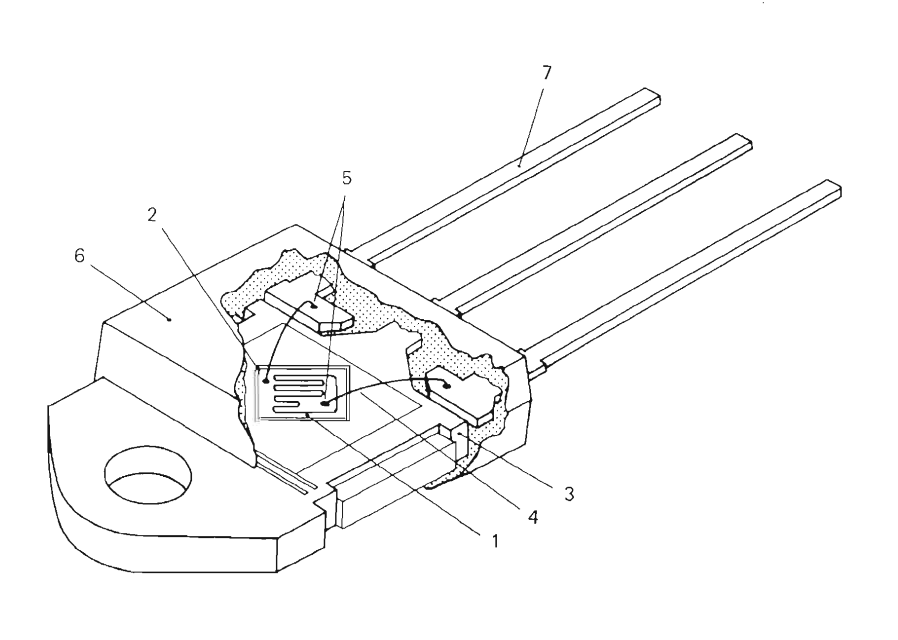


Figura 1. Vista en sección de la cápsula SOT-93.
1. Cristal de vidrio pasivado
2. Unión eutéctica oro/silicio
3. Peine soporte de cobre rígido
4. Hilos de conexión de aluminio
5. Hilos de conexión soldados ultrasónicamente
6. Encapsulado especial de plástico de silicona
7. Terminales de cobre estañado.

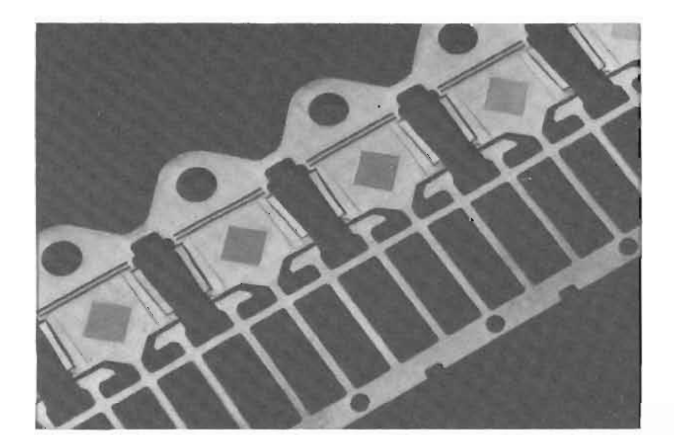


Figura 2. Bases doradas para el montaje de los cristales en el peine soporte de niquel plateado.

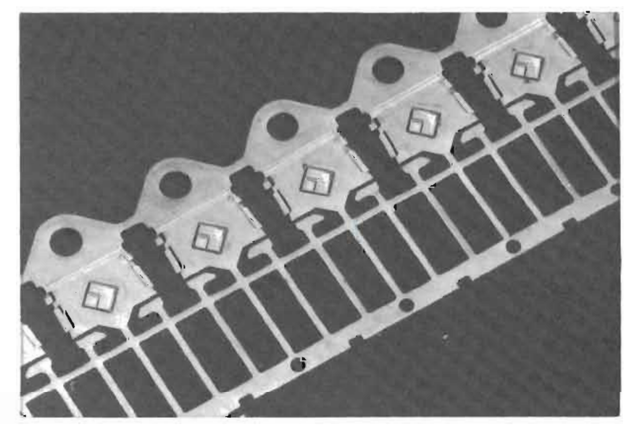


Figura 3. Cristales unidos eutécticamente en el peine soporte.

FABRICACION DE LA CAPSULA SOT-93

Unión eutéctica del cristal al soporte

En un transistor convencional, el cristal está normalmente soldado al soporte con estaño. La pequeña cantidad de aire que inevitablemente queda atrapada en una unión de este tipo puede dar lugar a una importante dispersión de la resistencia térmica entre el cristal y su base de montaje. En la construcción SOT-93, las altas temperaturas localizadas en el cristal se evitan utilizando técnicas de soldadura dura que consiste en depositar una delgada película de oro en la parte posterior del cristal pasivado y en el lugar que ocupa sobre el soporte de cobre niquelado, como se muestra en la figura 2. Entonces, se mantiene el cristal en contacto bajo presión con el soporte y se calienta la combinación cristal/soporte, mientras el cristal es "limpiado" respecto a la base de montaje de oro. De esta manera, se logra una unión eutéctica oro/silicio entre el cristal y la base de montaje (figura 3). La principal ventaja de la unión eutéctica es que reduce la fatiga térmica y aumenta la fiabilidad, especialmente bajo condiciones de fallo del circuito. Esto se expresa en los datos publicados para los dispositivos con cápsula SOT-93, como un aumento considerable del SOAR.

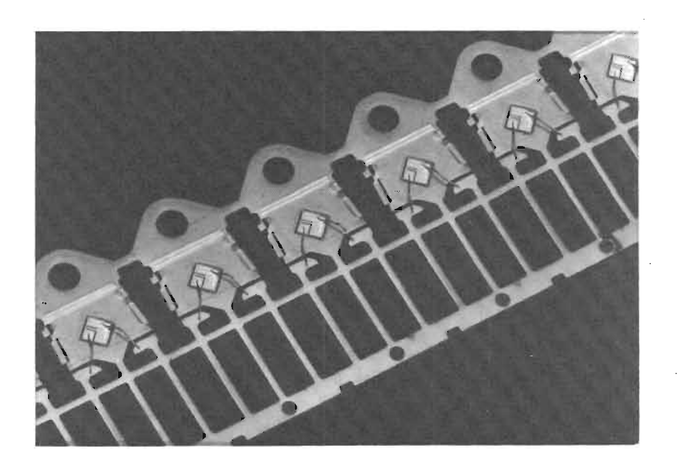


Figura 4. Hilos de conexión de aluminio soldados ultrasónicamente entre el cristal y los terminales de base y emisor del transistor.

Conexión de los hilos de unión

Después de la unión eutéctica se sueldan ultrasónicamente hilos de aluminio entre la metalización de aluminio de las regiones de base y emisor y los terminales del soporte (figura 4). El empleo de este tipo de soldadura da lugar a contactos eléctricos de baja resistencia fiables entre el cristal y los terminales del transistor.

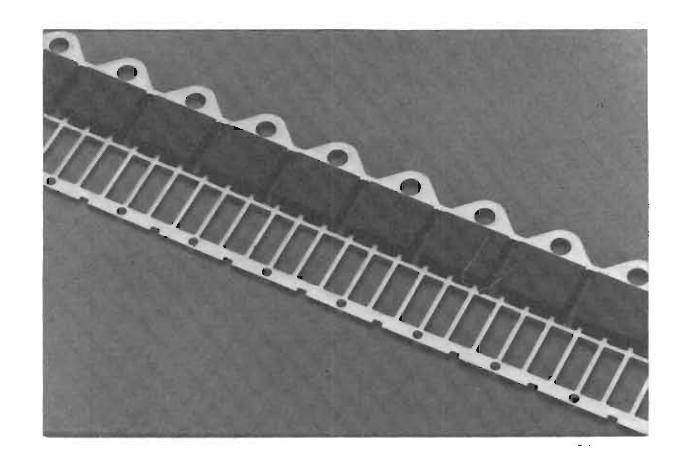


Figura 5. Los transistores se encapsulan en un plástico especial de silicona antes de ser separados del peine soporte.

Encapsulado

Una vez completados los transistores se encapsulan en cápsulas moldeadas con plástico de silicona especial, como se muestra en la figura 5. El plástico es muy puro y contribuye a que se obtenga una buena estabilidad. Tiene un coeficiente de expansión tal que se mantiene rígido bajo cualquier condición térmica.

Terminado y separación

Para asegurar una buena soldadura, las patillas de los transistores se estañan en caliente después de que cada uno de ellos ha sido separado del "peine" como se muestra en la figura 6.

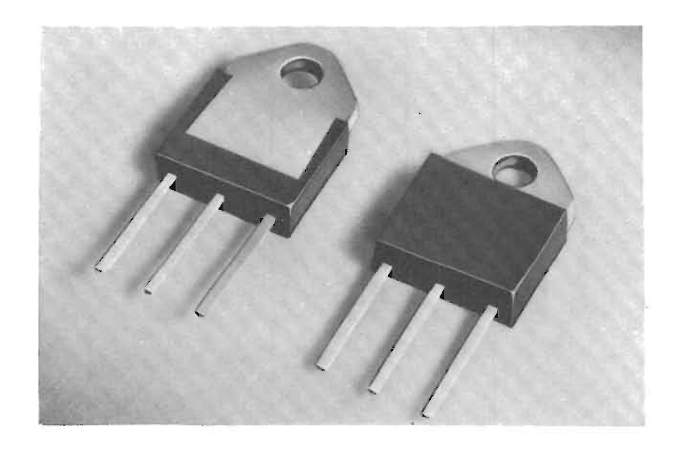


Figura 6. Transistores SOT-93 terminados, después de haber sido separados del peine y de haber estañado sus patillas en caliente.

Resumen de características de transistores en cápsula SOT-93.

Tabla 1. *Transistores SOT-93 para etapas de salida de audio.*

		V_{CBO} máx V	V_{CEO} máx V	I_{CM} máx A	P_{tot} máx W	T_j máx °C	h_{FE} típ	f_T mín/(f_{hfe}) MHz/kHz
BDV64	p-n-p	−60	−60					
BDV65	n-p-n	60	60					
BDV64A	p-n-p	−80	−80	15	125	150	>1000 a I_C = 5 A V_{CE} = 4 V	100 (p-n-p) 70 (n-p-n)
BDV65A	n-p-n	80	80					
BDV64B	p-n-p	−100	−100					
BDV65B	n-p-n	100	100					
BDV91	n-p-n	60	60					
BDV92	p-n-p	−60	−60					
BDV93	n-p-n	80	80	20	90	150	⩾20 a I_C = 4 A V_{CE} = 4 V	4
BDV94	p-n-p	−80	−80					
BDV95	n-p-n	100	100					
BDV96	p-n-p	−100	−100					

Tabla 2. *Transistores SOT-93 para circuitos de desviación horizontal y etapas de salida de fuentes de alimentación conmutadas*

		V_{CESM} máx V	V_{CEO} máx V	I_{CM} máx A	P_{tot} máx W	V_{CEsat} máx V	t_f típ µs	h_{FE} típ a 0,6A
BU426	n-p-n	800	375	8	70	1,5	0,3	30
BU426A	n-p-n	900	400					
BU433	n-p-n	800	375	8	70	1,5	0,45	40

Curvas SOAR para la familia BU426

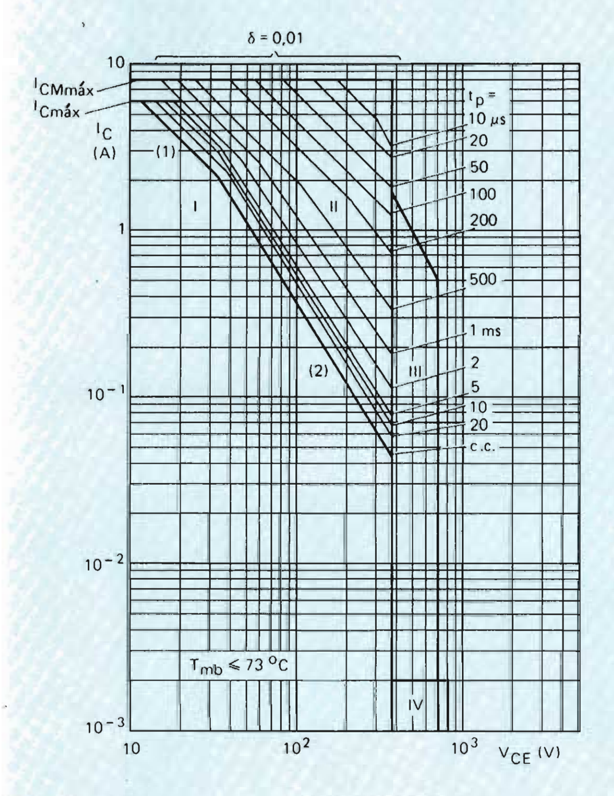


Figura 7. SOAR para los transistores BU426 y BU433.

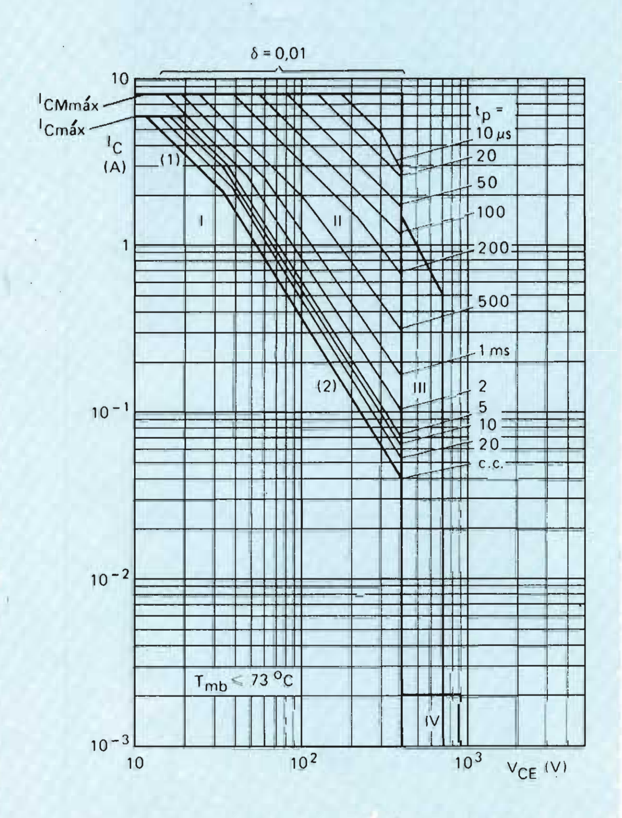


Figura 8. SOAR para el transistor BU426A.

(1) Líneas de P_{tot} máx y P_{pico} máx.
(2) Límites de segunda ruptura (independientes de la temperatura).
I Región de funcionamiento de c.c. permisible.
II Extensión permisible para funcionamiento con impulsos repetitivos.
III Area de funcionamiento permisible durante el paso a conducción en convertidores de un sólo transistor; $R_{BE} \leqslant 100\,\Omega$ y $t_p = 0{,}6$ μs.

Curvas SOAR de los transistores de audio en cápsula SOT-93 ($T_m \leq 25°C$)

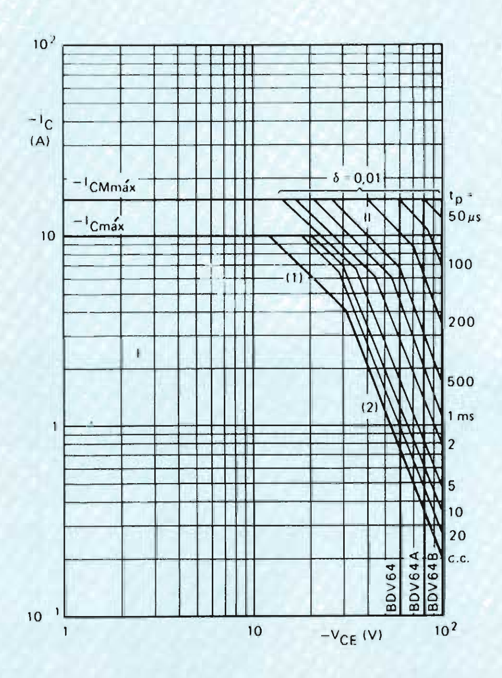


Figura 9. SOAR para los transistores BDV64/64A/64B.

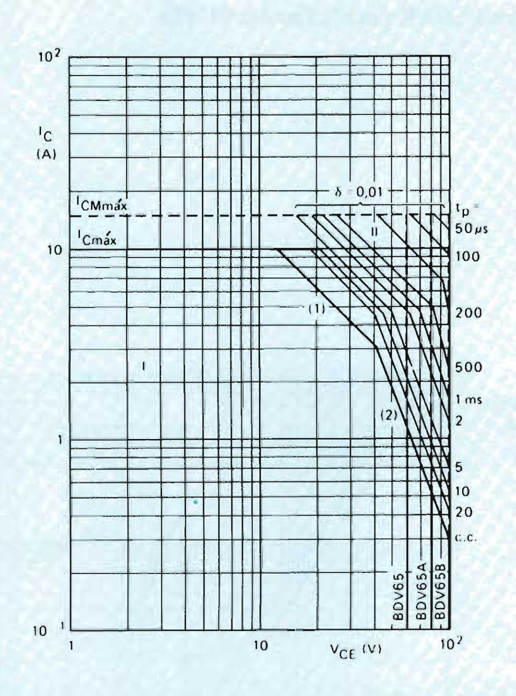


Figura 10. SOAR para los transistores BDV65/65A/65B.

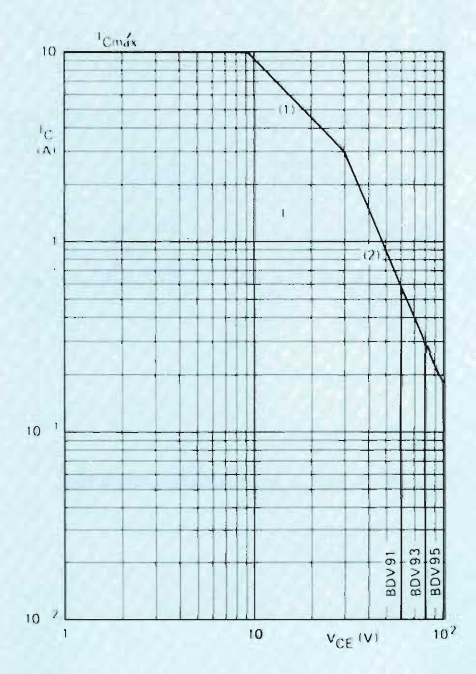


Figura 11. SOAR de c.c. para los transistores BDV91/93/95.

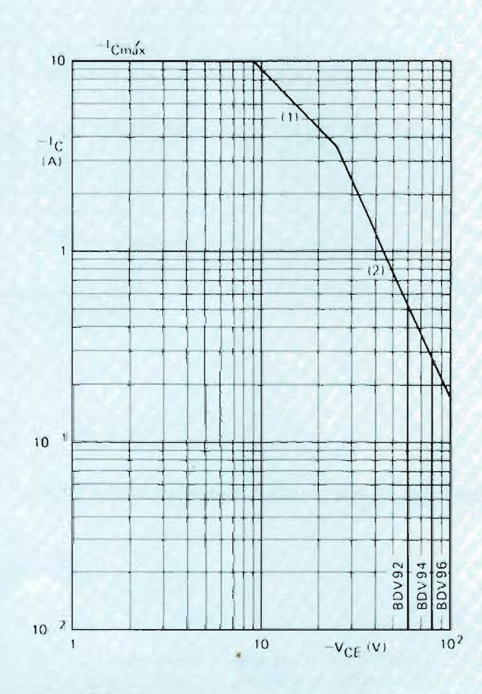


Figura 12. SOAR de c.c. para los transistores BDV92/94/96.

(1) Líneas de $P_{tot\ máx}$ y $P_{pico\ máx}$.
(2) Límites de segunda ruptura (independientes de la temperatura).
I Región de funcionamiento de c.c. permisible.
II Extensión permisible para funcionamiento con impulsos repetitivos.

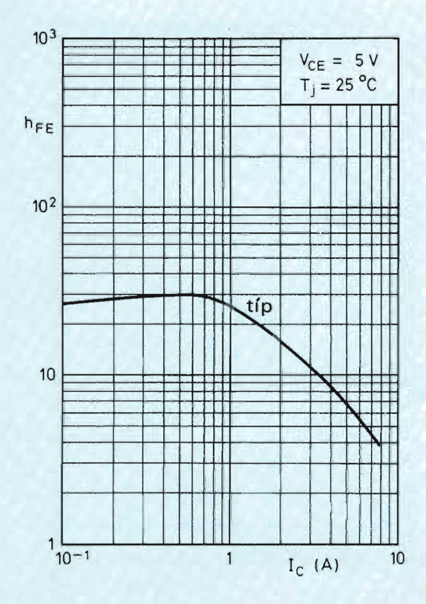


Figura 13. Ganancia en función de la corriente de colector.

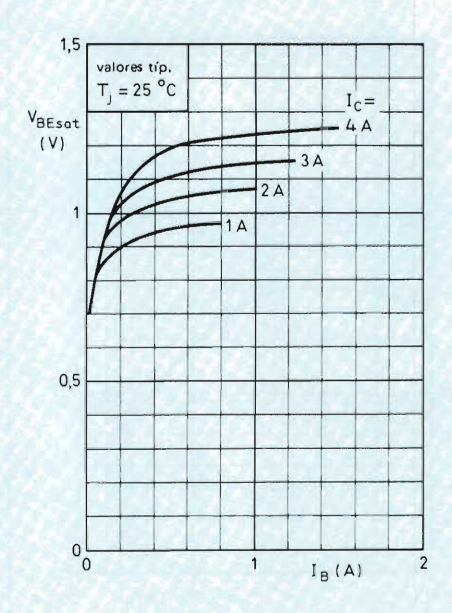


Figura 14. Tensión V_{BE} de saturación requerida en función de la corriente de base con la corriente de colector como parámetro.

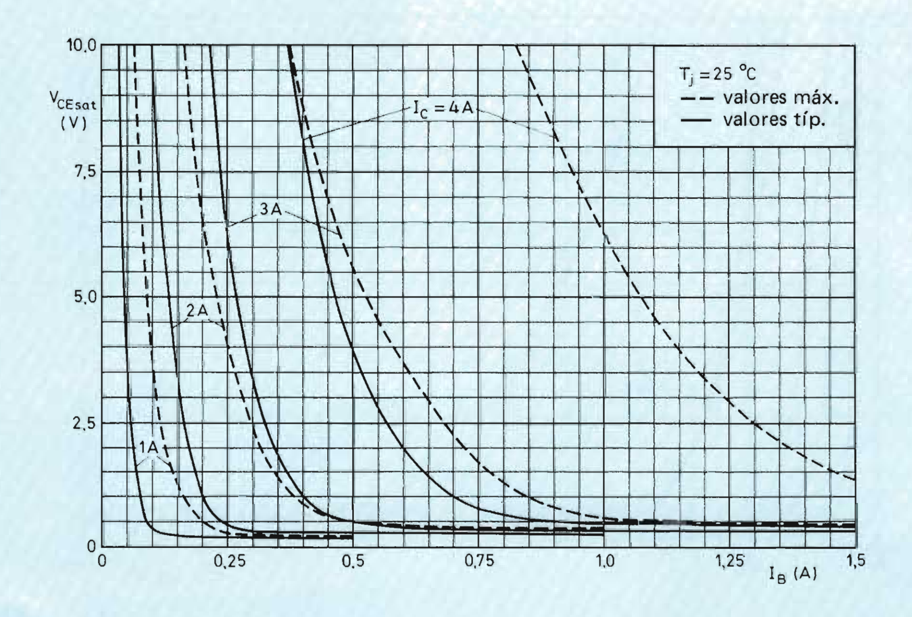


Figura 15. Tensión de saturación en función de la corriente de base.

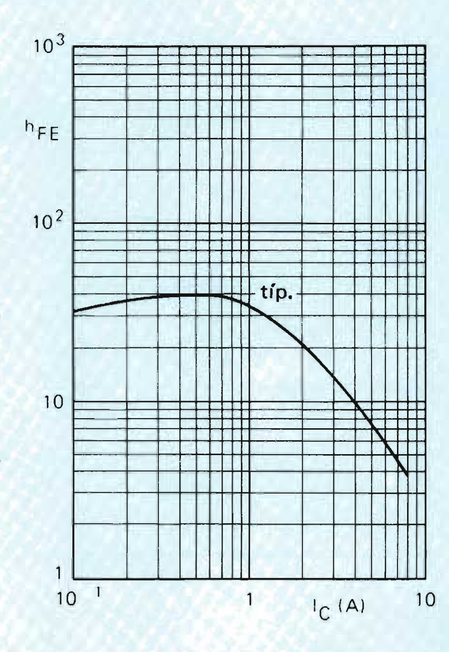


Figura 16. Ganancia en función de la corriente de colector.

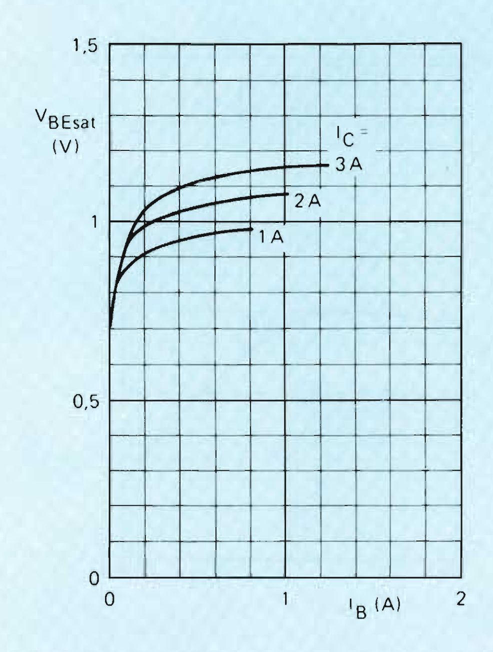


Figura 17. Tensión V_{BE} de saturación requerida en función de la corriente de base con la corriente de colector como parámetro.

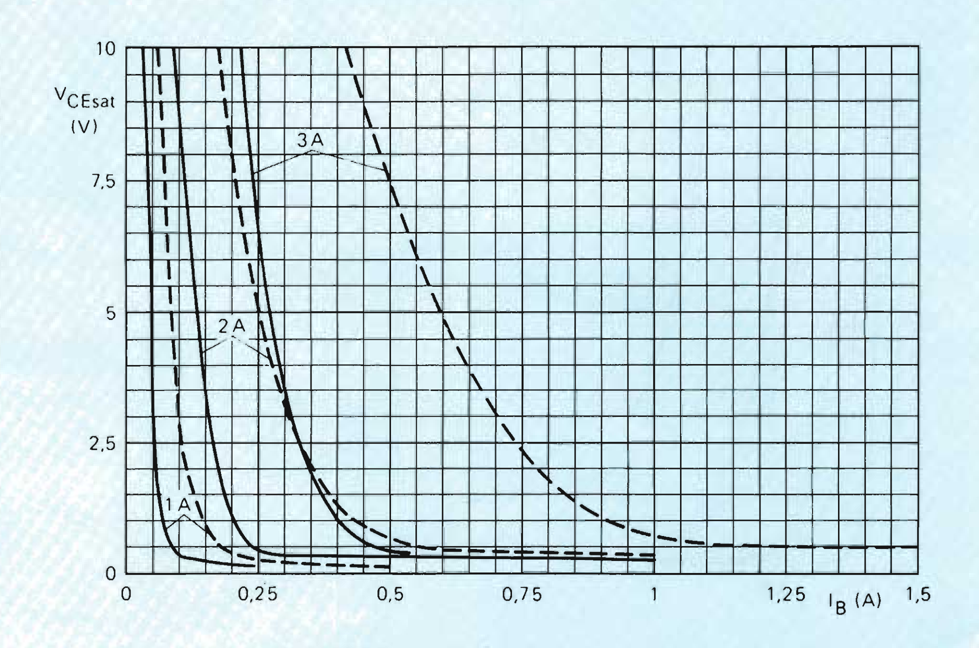


Figura 18. Tensión de saturación en función de la corriente de base.

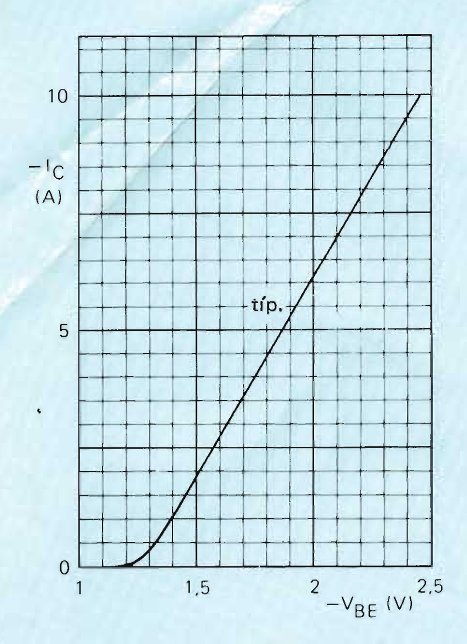


Figura 19. Corriente de colector en función de la tensión base-emisor.

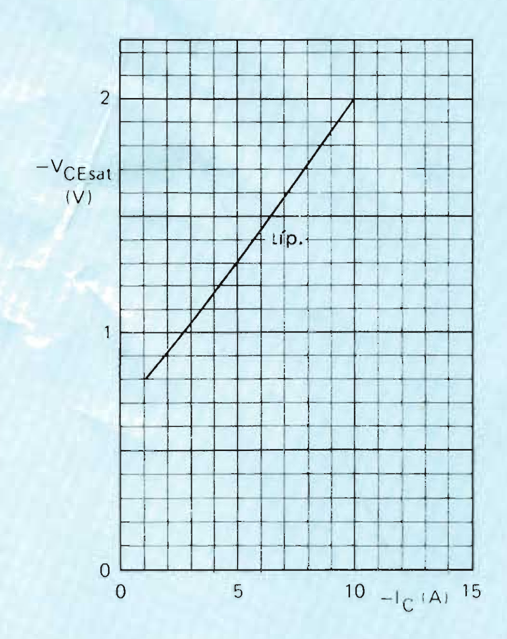


Figura 20. Tensión de saturación en función de la corriente de colector.

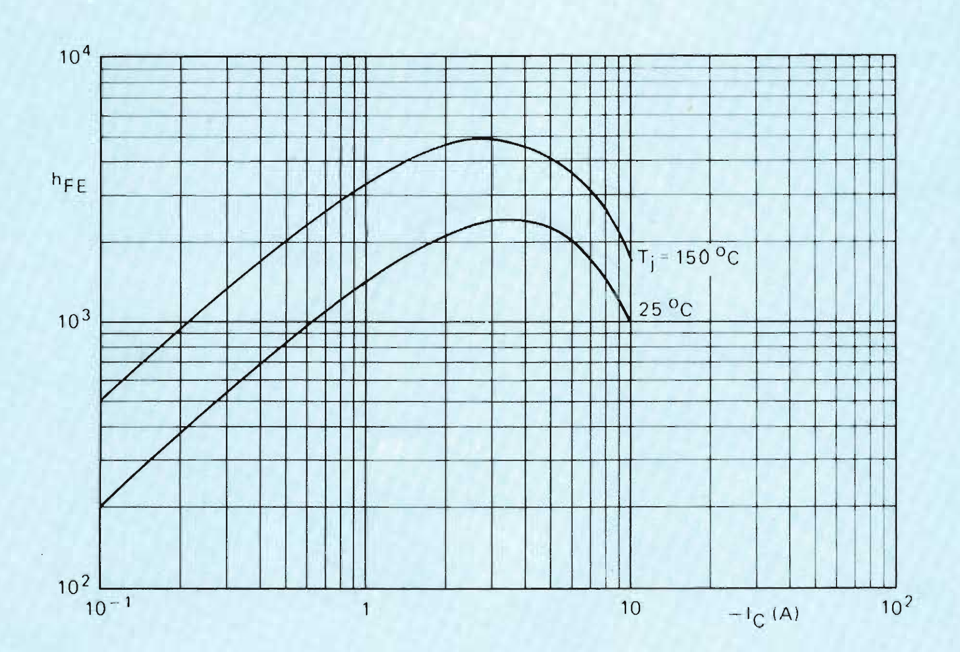


Figura 21. Ganancia en función de la corriente de colector.

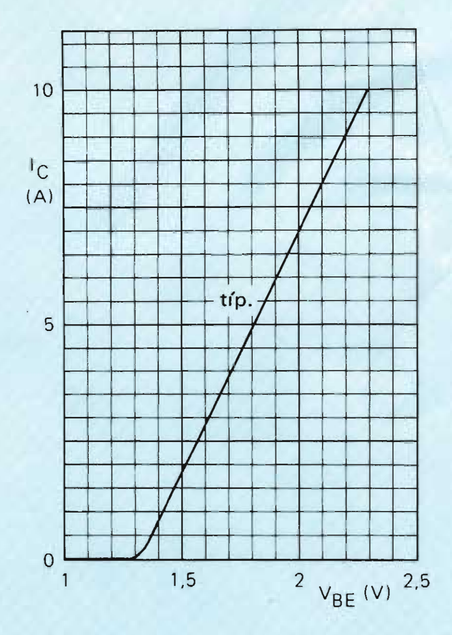


Figura 22. Corriente de colector en función de la tensión base-emisor.

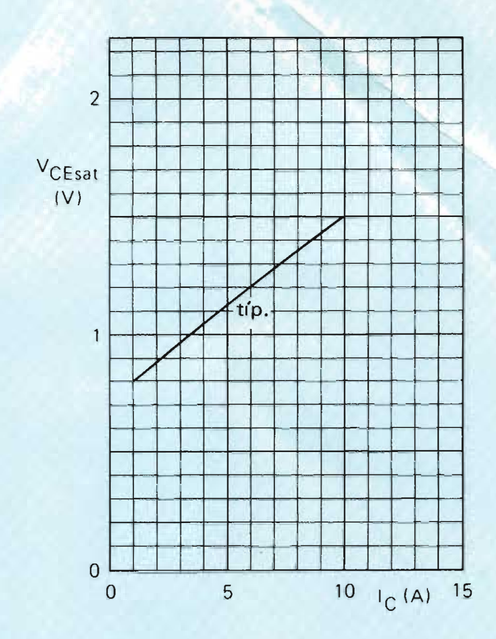


Figura 23. Tensión de saturación en función de la corriente de colector.

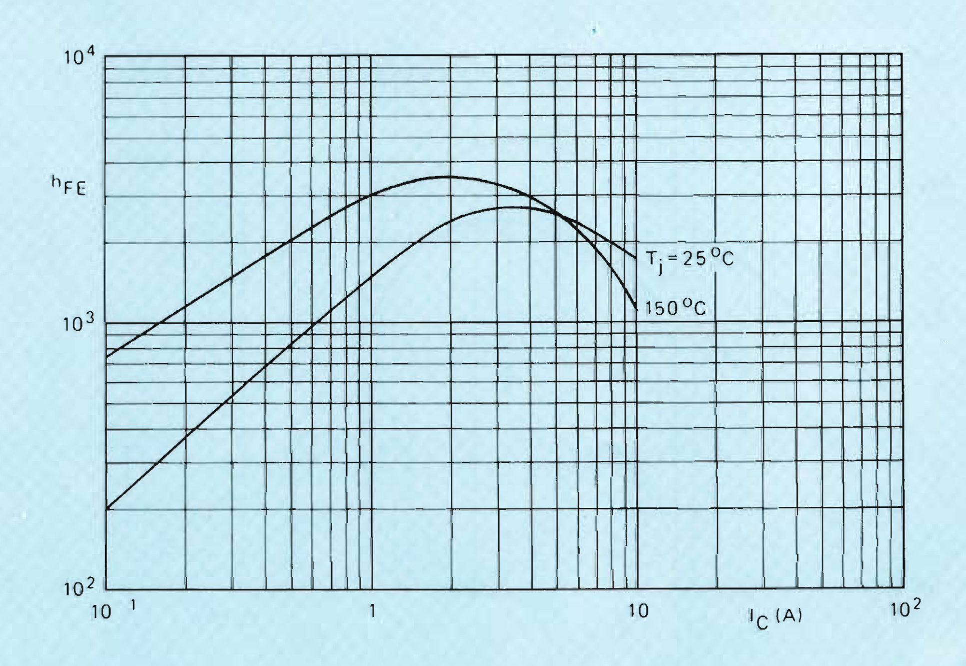


Figura 24. Ganancia en función de la corriente de colector.


Curvas de ganancia de los transistores BDV91 a BDV96

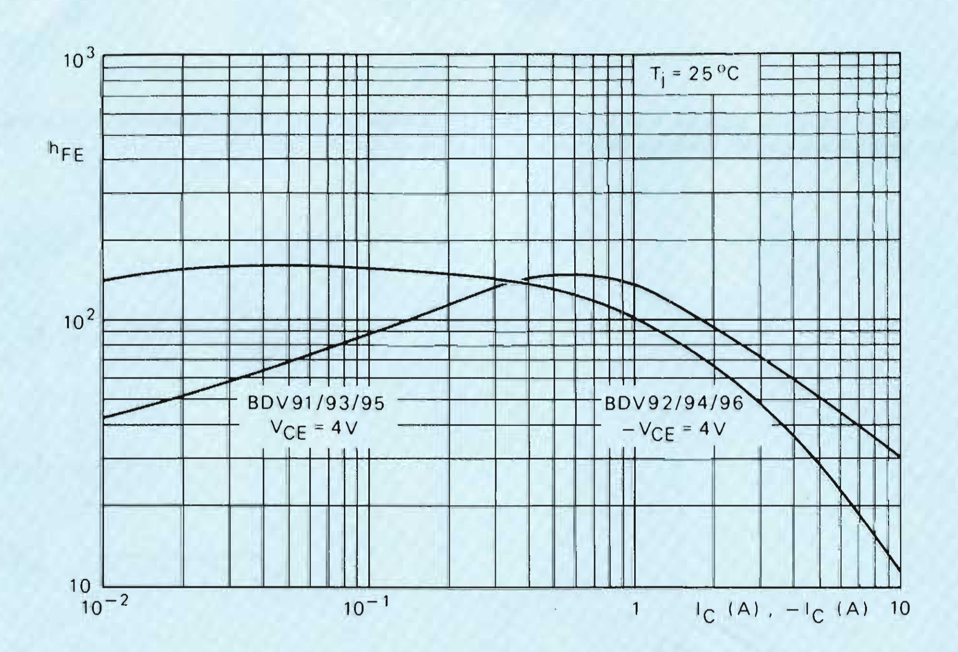


Figura 25. Ganancia en función de la corriente de colector.

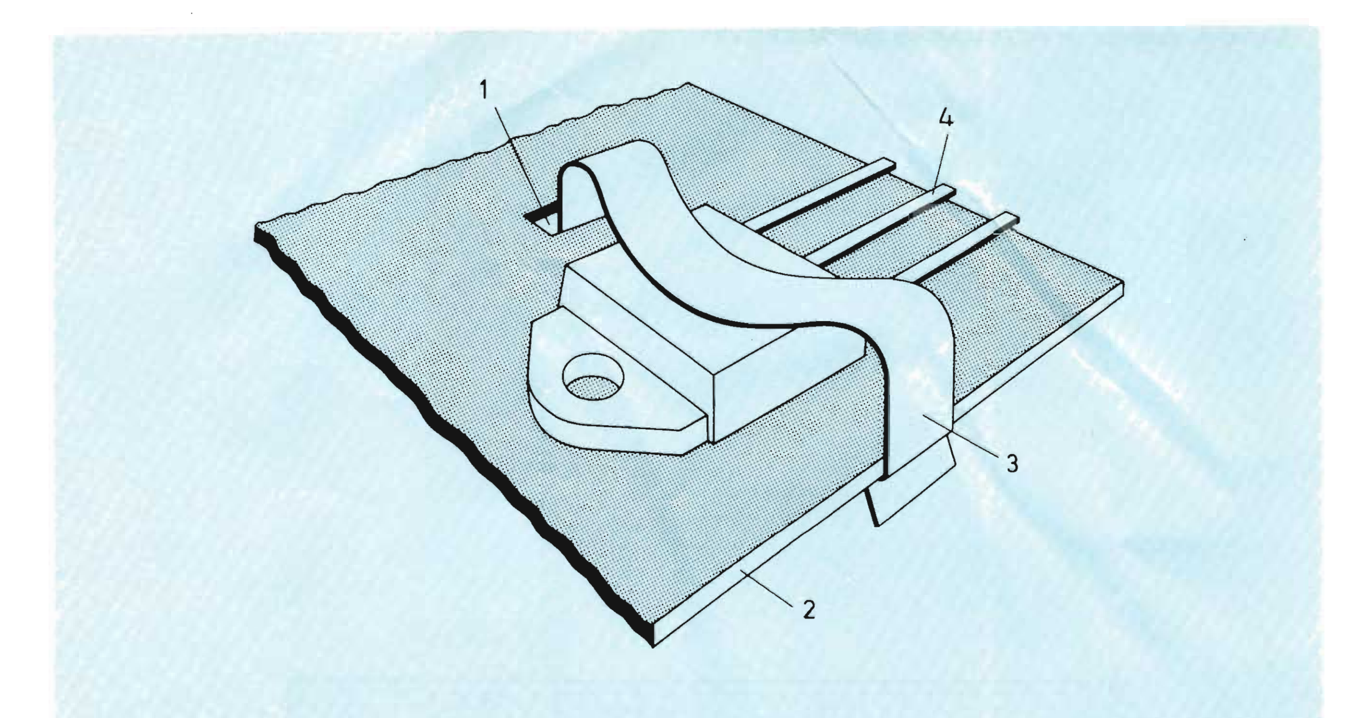


Figura 26. Típico montaje con pinza para un transistor SOT-93. (1) Orificio rectangular en el radiador. (2) Lateral radiador. (3) Pinza 46379. (4) Los terminales se pueden conectar directamente a la placa de circuito impreso.

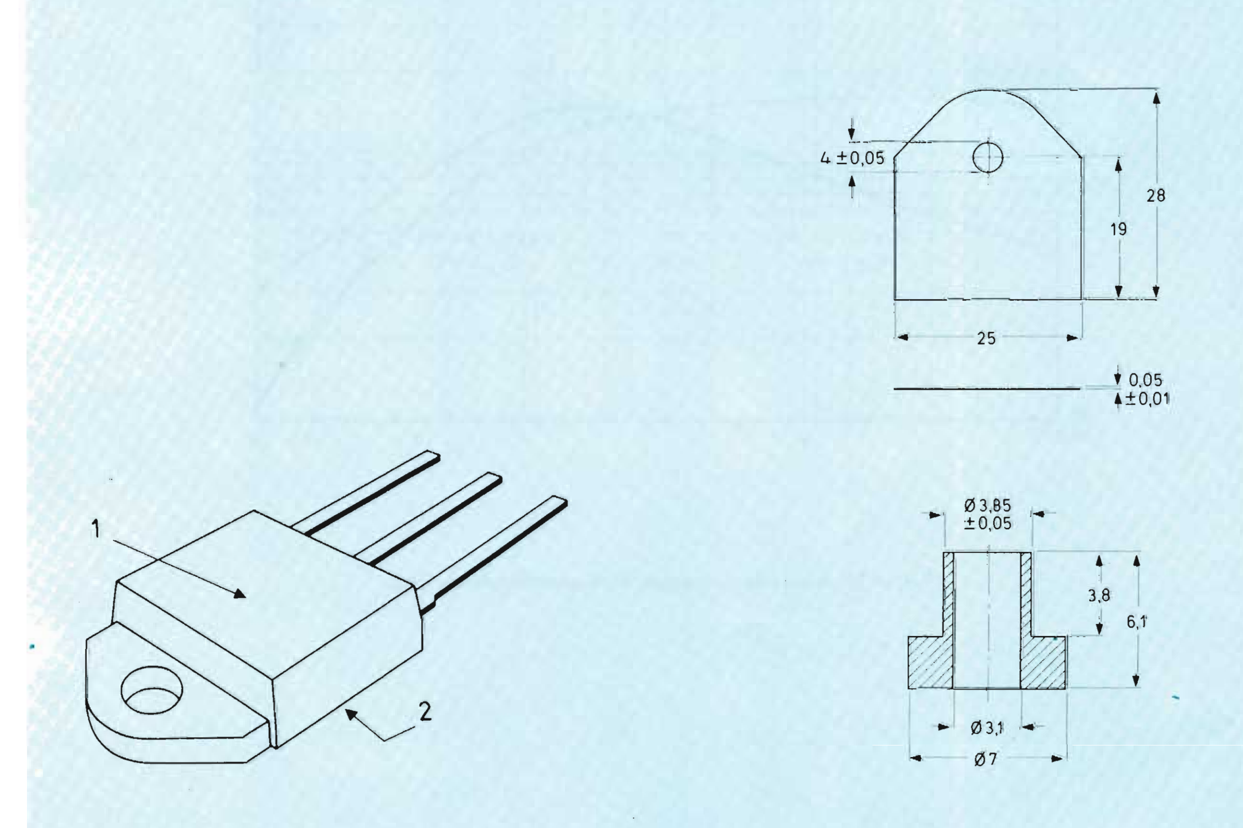


Figura 27. Los terminales de los transistores SOT-93 están en el mismo plano que la superficie de montaje. (1) Punto de presión para lograr un buen contacto térmico entre el transistor y el radiador. (2) Superficie en contacto con el radiador.

Figura 28. Accesorios de montaje de transistores SOT-93.

INSTRUCCIONES DE MONTAJE DE LOS TRANSISTORES EN CAPSULA SOT-93

Características generales e instrucciones

Regla general

Evitar cualquier tipo de esfuerzos bruscos en los terminales y en el cuerpo del transistor; estos esfuerzos, tales como caídas sobre superficies duras, a veces son sobreestimados.

Compuesto radiador

Se puede reducir la resistencia térmica entre la base de montaje y el radiador ($R_{th\ mb\text{-}h}$) aplicando un compuesto de óxido metálico entre las superficies de contacto. Para un montaje aislado se debe aplicar un compuesto radiador tanto a la cara inferior del transistor como al aislador de mica.

Soldadura

Las recomendaciones generales para los dispositivos con una máxima temperatura de unión de hasta 175°C son:

(a) Soldadura por inmersión.
La máxima temperatura permisible para el soldador a una distancia de por lo menos 5 mm del cuerpo del transistor es de 260°C. Los terminales no deberán estar en contacto con el baño de soldadura más de 7 segundos.

(b) Soldadura manual.
La máxima temperatura permitida al soldador aplicado a los terminales a 3 mm del cuerpo es de 275°C. El soldador no deberá permanecer en contacto con el terminal más de 5 segundos.

El cuerpo del transistor no debe estar en contacto con ningún cuerpo que posea una temperatura superior a los 200°C. No se debe soldar el aro metálico del transistor a un radiador, puesto que esto haría que se excediese la máxima temperatura permitida de la unión. Evitar la aplicación de fuerzas a los terminales o al cuerpo del transistor durante el proceso de soldadura. No intentar corregir la posición del transistor o de sus terminales después de haber sido soldados.

Datos térmicos

Si se satisfacen todos los anteriores requisitos, la resistencia térmica entre la base de montaje y el radiador ($R_{th\ mb\text{-}h}$) será:

	Montaje directo	Montaje aislado
sin compuesto radiador	0,8°C/W	2,2°C/W
con compuesto radiador	0,3°C/W	0,8°C/W

Montaje con pinza

El montaje y servicio de un equipo electrónico representa un incremento en los costos totales de fabricación. Por ello, los métodos sencillos de montaje de los transistores de potencia encapsulados en SOT-93 los hacen muy atractivos para los fabricantes de equipos.

Los terminales de los transistores SOT-93 están en el mismo plano que la superficie de montaje. Por tanto, a diferencia de los tipos TO-3 que sustituyen, estos transistores pueden montarse e instalarse en la misma cara del radiador. Como muestra la figura 27, se debe aplicar presión en el centro del cuerpo de plástico para lograr un contacto térmico óptimo entre la superficie de montaje del transistor y el radiador. Por lo tanto, los transistores SOT-93 son idealmente adecuados para ser montados con una simple pinza. Este método se ilustra en la figura 26.

Montaje con tornillo

Conjunto de accesorios para el montaje de transistores SOT-93

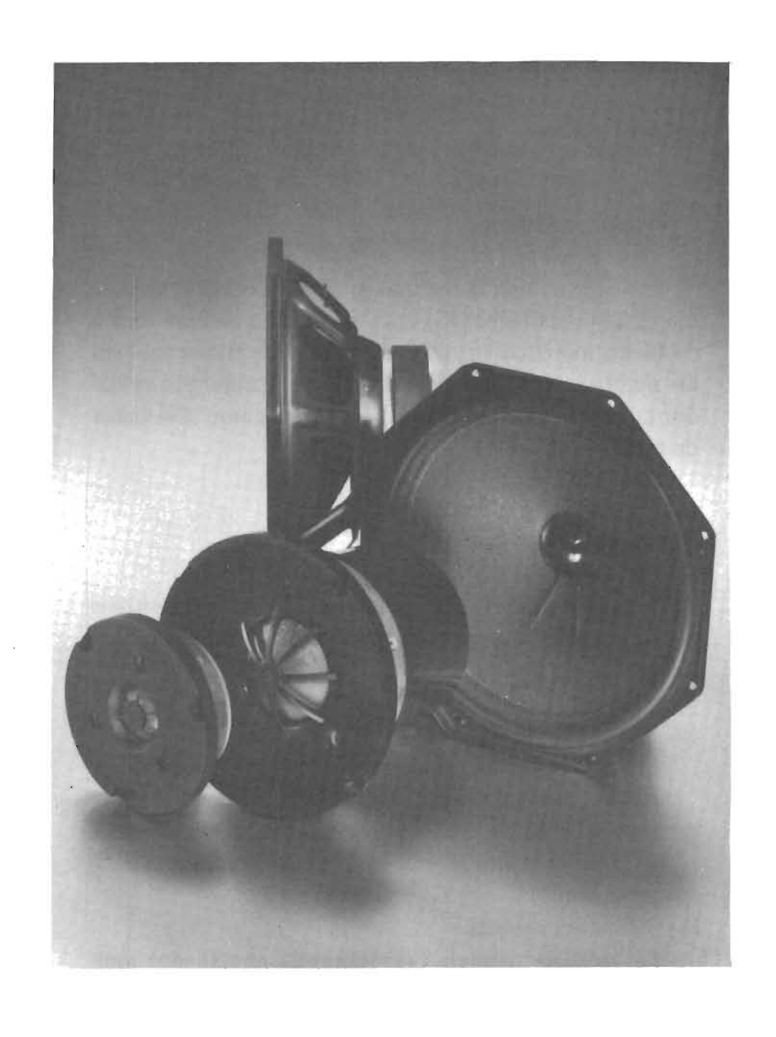
Este conjunto de accesorios comprende un aislante de mica y una guía aisladora tal como se muestra en la figura 28. La temperatura de la guía no debe ser superior a 150°C. Este conjunto de accesorios es adecuado a todos los métodos de montaje por tornillo (tuerca y arandela, tornillo autoroscante). ■

ALTAVOCES HI-FI

nuevos sistemas de altavoces para alta fidelidad

El sonido Hi-Fi se obtiene en toda su pureza con nuestros altavoces... (y un buen equipo estéreo), montándolos en alguna de las combinaciones que recomendamos. Le garantizamos una audición de calidad que superará las normas DIN 45573.

Altavoces Hi-Fi	Diámetro (pulgadas)	Potencia máx. (W)	Carga (Ω)
tweeter			
AD0140/T	1	20/40	4/8
AD0141/T	1	20/50	4/8
AD0162/T	1	20/80	8/15
AD0163/T	1	20/80	8/15
AD2273/T	2	10	4/8
AD2295/T	2	10	4/8
squawker			
AD0210/Sq	2	60	4/8
AD5060/Sq	5	40	4/8
woofer			
AD4050/W	4	30	4/8
AD7060/W	7	30	4/8
AD7066/W	7	40	4/8
AD8061/W	8	40	4/8
AD8066/W	8	50	4/8
AD8067/W	8	60	4/8
AD10100/W	10	40	4/8
AD12600/W	12	40	4/8



Nuevas combinaciones recomendadas (4 y 8 Ω)

Altavoces			Filtro de frecuencia	Potencia admisible (W)	Volumen caja acústica (l)
AD5061/M4 (8)	–	–	–	10	3
AD7063/M4 (8)	–	–	–	15	12
AD4050/W4 (8)	–	**AD2295/T8** (15)	**ADF3000/4** (8)	15	5
AD7060/W4 (8)	–	**AD0140/T8** (15)	**ADF1500/48** (815)	25	9
AD70600/W4 (8)	–	**AD2296/T4** (8)	**ADF2400/4** (8)	20	9
AD7066/W4 (8)	–	**AD0140/T8** (15)	**ADF1500/48** (815)	30	20
AD80652/W4 (8)	**AD5060/Sq4** (8)	**AD0140/T4** (8)	**ADF700/3000/4** (8)	40	25
AD8066/W4 (8)	–	**AD0162/T8** (15)	**ADF1500/48** (815)	35	15
AD8067/W4 (8)	–	**AD0140/T8** (15)	**ADF1500/48** (815)	40	20
AD8061/W4 (8)	**AD0210/Sq4** (8)	**AD0162/T8** (15)	**ADF700-2600/448** (8815)	35	25
AD8066/W4 (8)	**AD5060/Sq4** (8)	**AD0140/T4** (8)	**ADF700-3000/444** (888)	40	25
AD8066/W4 (8)	**AD0210/Sq4** (8)	**AD0162/T8** (15)	**ADF700-2600/448** (8815)	40	25
2 x **AD8067/W8** (4)	**AD0210/Sq4** (8)	**AD0162/T8** (15)	**ADF700-2600/448** (8815)	50	35
AD8066/W4 (8)	**AD8000 AD0210/Sq4** (8)	**AD0162/T8** (15)	**ADF700-2600/448** (8815)	50	35
AD12600/W4 (8)	**AD0210/Sq4** (8)	**AD0162/T8** (15)	**ADF700-2600/448** (8815)	50	50

Etapa de entrada de FM: especificaciones y medidas

El método más sencillo de evaluar las características de un receptor de FM es el de la prueba de campo o prueba de escucha. Se han desarrollado un considerable número de métodos de medida más o menos complejos para comprobar el funcionamiento de este tipo de receptores bajo condiciones normalizadas. Pero, las pruebas de escucha siguen siendo totalmente válidas debido a que es lo que recibirá el radio-oyente. Este artículo describe los métodos normalizados de medida para las etapas de entrada de FM y estudia sus especificaciones. Un ejemplo de cálculo para la etapa FD1 muestra como se puede determinar el punto de interrupción y el margen dinámico a partir de las especificaciones de intermodulación.

1. INTRODUCCION

El aumento cada vez mayor de la emisión en banda de FM impone más y más severos requisitos a las características del receptor. Además, la elevada calidad en la recepción es un requisito principal, de manera que la sensibilidad y la selectividad son sólo algunos de los muchos factores importantes. Los receptores de FM de nuestros días deben tener un buen comportamiento para gran señal, poco ruido, variaciones en la sintonía despreciables, fuerte rechazo a la AM y baja distorsión de B.F.

Para realizar una evaluación comparativa de las características, todos los factores mencionados anteriormente deben estar perfectamente definidos y sus medidas deben conducir a resultados no ambiguos y reproducibles. Este artículo describe las especificaciones y discute los métodos de medida referidos a las etapas de entrada de FM

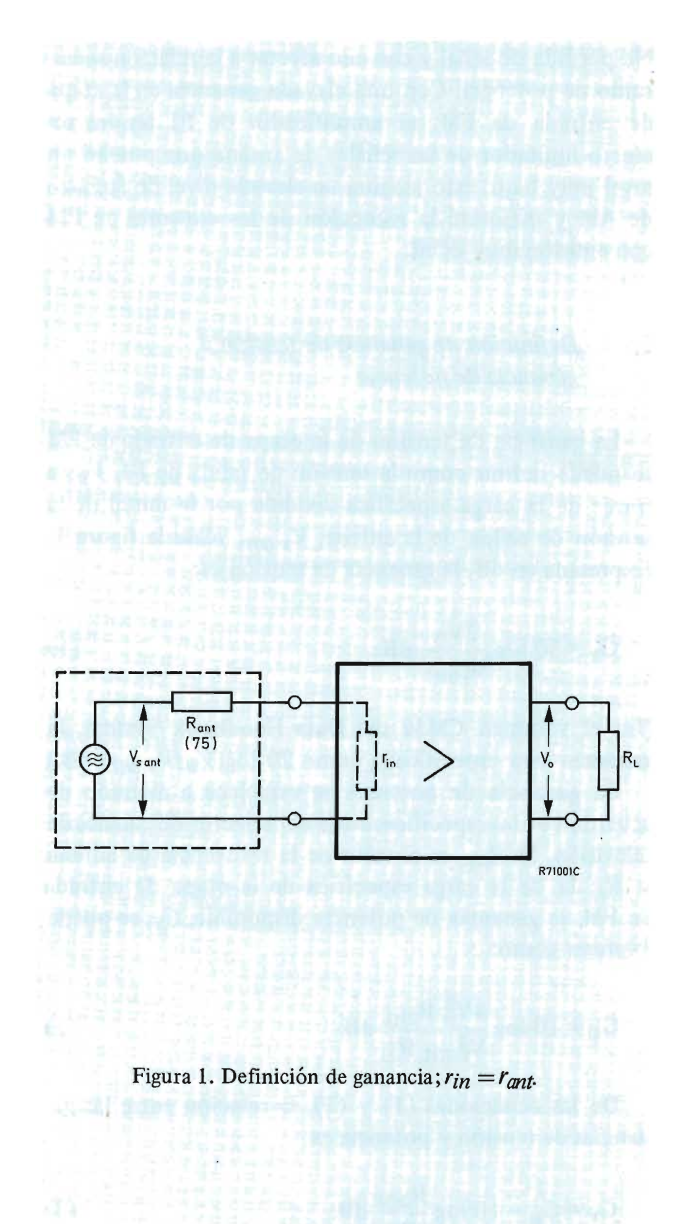


Figura 1. Definición de ganancia; $r_{in} = r_{ant}$.

(convertidores de radiofrecuencia de FM en frecuencia intermedia de FM).

2. DEFINICION DE LAS ESPECIFICACIONES; METODOS DE MEDIDA

2.1. Ganancia

La ganancia de la etapa de entrada de FM debe ser suficientemente grande como para que el ruido del amplificador de frecuencias intermedias no reduzca de manera significativa la relación señal-ruido de potencia en el receptor. La colocación de un filtro de frecuencia intermedia entre la etapa de entrada de FM y el amplificador de FI (tal como ocurre a menudo cuando se emplean circuitos integrados) puede provocar una apreciable pérdida de señal y con ello afectar a la relación señal-ruido de potencia. Con una elevada ganancia en la etapa de entrada de FM, el amplificador de FI tendrá un efecto limitador de las señales de antena que posean un nivel muy bajo; esto asegura un elevado nivel de rechazo de AM y mejorará la recepción de las emisoras de FM con emisión muy débil.

2.1.1. Definición de ganancia de tensión y ganancia de potencia

La ganancia de tensión de la etapa de entrada de FM se puede definir como la tensión de salida de FI, V_0, a través de la carga específica dividida por la mitad de la tensión de salida de la antena, $V_{s\,ant}$; véase la figura 1. Expresada en dB, la ganancia de tensión es:

$$G_V = 20 \log \frac{2V_0}{V_{s\,ant}} \text{ dB.} \tag{1}$$

(En el volumen CM3a del Data Handbook System, la ganancia está especificada como 20 $\log(V_0/V_{s\,ant})$ dB.)

La ganancia de potencia se establece a menudo de acuerdo con las especificaciones del selector de canales de televisión. Si R_{ant} es el valor de la resistencia de antena y R_L la de la carga específica de la etapa de entrada de FM, la ganancia de potencia disponible, C_p, se puede expresar como:

$$G_p = 10 \log \frac{4V_0^2\, R_{ant}}{V_{s\,ant}^2\, R_L} \text{ dB.} \tag{2}$$

De las ecuaciones (1) y (2), la relación entre las ganancias de tensión y potencia es:

$$G_V = G_p + 10 \log \frac{R_{ant}}{R_L} \text{ dB.} \tag{3}$$

2.1.2. Medición de la ganancia

En la figura 2 se puede ver el circuito empleado para efectuar la medida de la ganancia. La etapa de entrada de FM funciona a partir de una resistencia de antena de 75 Ω nominales, para la etapa FD1, la resistencia de carga es 470 Ω. El resistor R_L' en serie con la salida de la etapa de entrada de FM proporciona la adaptación con la entrada del voltímetro de radiofrecuencia. Puesto que $r_{in\ VM}$ es 75 Ω, el valor de R_L' del resistor de adaptación será en este caso:

$$R_L - r_{in}V_M = 395\,\Omega.$$

La salida del generador de señal se atenúa hasta un nivel adecuado que excite a la etapa de entrada de FM. La tensión de entrada debe ser elegida de tal forma que la relación señal-ruido de potencia sea lo más grande posible, pero el control de ganancia, si se incluye, no debe influir y la etapa de entrada de FM debe trabajar suficientemente por debajo de su región de sobreexcitación. En la mayoría de los casos, un nivel de entrada de 1 mV se considera satisfactorio; si el generador de señal da una salida de 1 V, la atenuación necesaria será entonces de 60 dB.

La ganancia de tensión de la etapa de entrada de FM, G_V, es 20 $\log(2V_0/V_{s\,ant})$ o:

$$G_V = 20 \log \left(\frac{R_L' + r_{in}VM}{r_{in}VM} \times \frac{2V_m}{V_{s\,ant}} \right) \text{ dB} \tag{4}$$

donde V_m es la indicación dada por el voltímetro de radiofrecuencia cuando el conmutador se halla en la posición *A*. Puesto que $R_L' + r_{in\ VM} = R_L$, la ganancia de tensión se transforma en:

$$G_V = 20 \log \frac{2V_m}{V_{s\,ant}} + 20 \log \frac{R_L}{r_{in}VM} \text{ dB.} \tag{5}$$

En esta expresión, el término 20 $\log(R_L/r_{in\ VM})$ tiene en cuenta la atenuación en la red de adaptación de salida.

Las medidas de ganancia deberán efectuarse de la siguiente manera. Con los interruptores en la posición *A* y con el atenuador de 75 Ω ajustado a A_A (60 dB), obsérvese la lectura del voltímetro de radiofrecuencia. Entonces, con los conmutadores en la posición *B*, ajustar el atenuador para obtener la misma lectura. Si el ajuste adecuado del atenuador es A_B, la ganancia de tensión será:

$$G_V = A_A - A_B + 20 \log \frac{R_L}{r_{in}VM} \text{ dB,} \tag{6}$$

donde $r_{in\ VM} = R_{ant}$ (75 Ω).

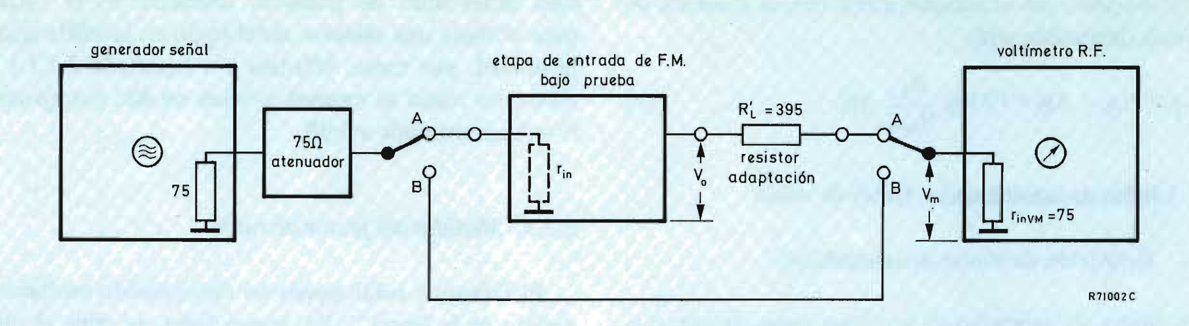


Figura 2. Medida de la ganancia.

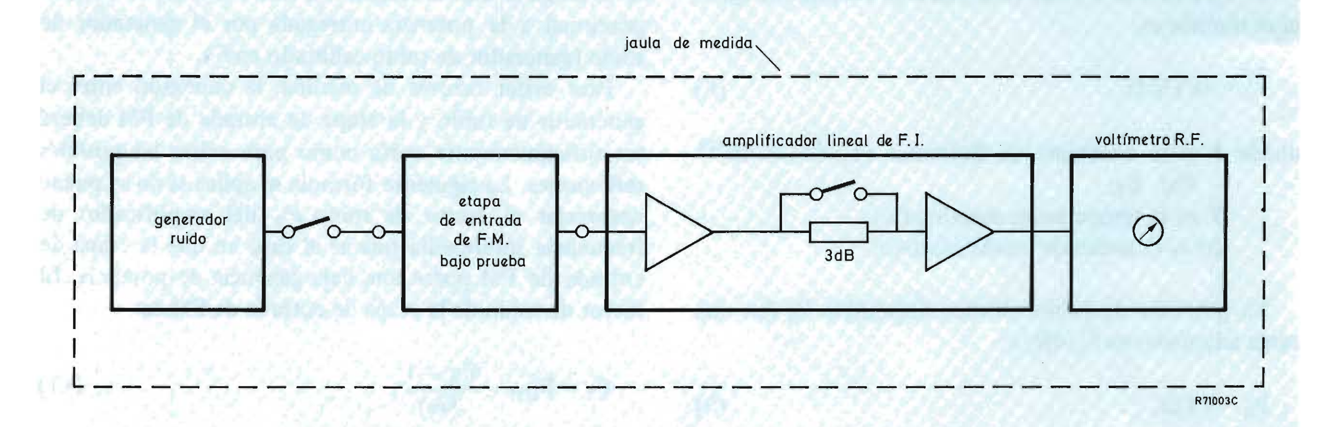


Figura 3. Medida del factor de ruido.

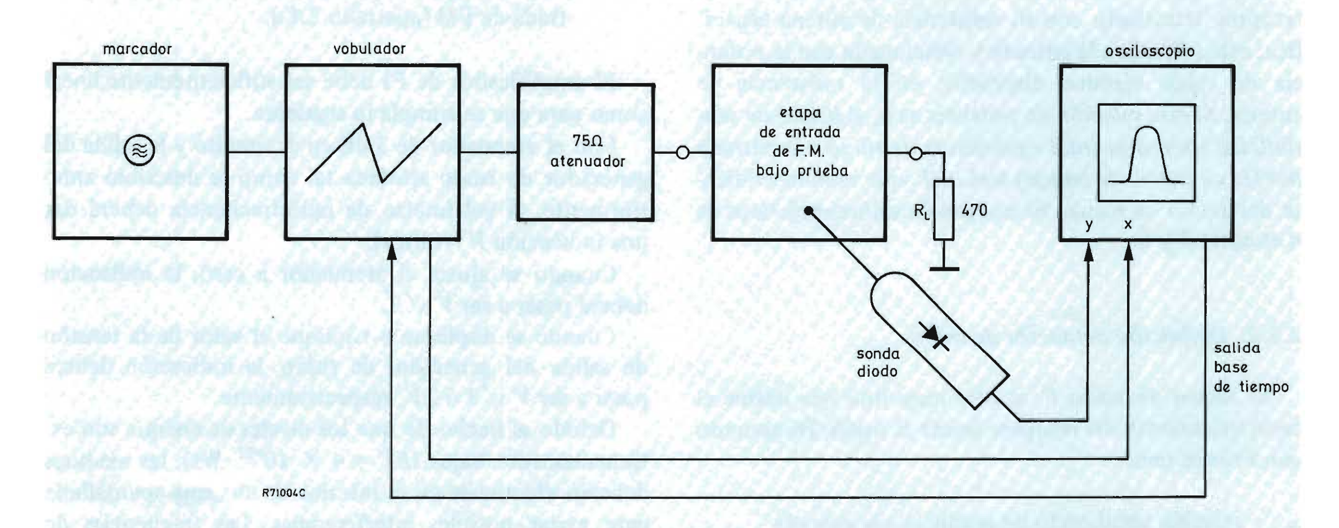


Figura 4. Medida del ancho de banda de RF.

Combinando las ecuaciones (3) y (6), la ganancia de potencia disponible será:

$$G_p = A_A - A_B + 10 \log \frac{R_L}{R_{ant}} \text{ dB.} \qquad (7)$$

2.2. Límite de sensibilidad y factor de ruido

2.2.1. Definición de límite de sensibilidad

El límite de sensibilidad se define como la potencia por Hz de ancho de banda necesaria a la entrada del receptor para obtener una relación señal-ruido de potencia de salida igual a la unidad. .

De acuerdo con la teoría de Nyquist, la tensión de ruido equivalente de una resistencia R debida a la agitación térmica es:

$$\overline{v_n^2} = 4kTR\Delta f, \qquad (8)$$

donde k es la constante de Boltzman (1,3804 × 10^{-23} Ws/ K);
T es la temperatura absoluta (K);
Δf es el ancho de banda efectivo.

La potencia de ruido térmico disponible P_n (en una carga adaptada) es $v_n^2/4R$, ó:

$$P_n = kT\Delta f, \qquad (9)$$

que es independiente de R.

La potencia de ruido térmico disponible por Hz de ancho de banda, kT, fue adoptada por Franz como unidad para el límite de sensibilidad. Es decir, la potencia de ruido total de salida por Hz de ancho de banda de un receptor terminado con su resistencia de antena específica, está referida a la entrada y relacionada con la potencia de ruido térmico disponible en la resistencia de antena. Si esta relación de potencia es n, el *límite de sensibilidad* (*potencia total equivalente de ruido a la entrada por Hz de ancho de banda*) será nkT, que es independiente del ancho de banda. El margen de valores prácticos de n es entre 3 y 6.

2.2.2. Definición del factor de ruido

El factor de ruido F es otra magnitud que define el comportamiento del receptor frente al ruido. De acuerdo con Friis se tiene:

$$F = \frac{\text{relación señal-ruido de potencia a la entrada}}{\text{relación señal-ruido de potencia a la salida}} \qquad (10)$$

Evidentemente, el factor de ruido es igual a la relación señal-ruido de potencia necesaria en la entrada para obtener una relación señal-ruido en la salida igual a la unidad, por tanto, idéntica a n (apartado 2.2.1.). El factor de ruido se expresa a veces en dB; por ejemplo, $F = 4$ corresponde a 6 dB.

2.2.3. Medidas del factor de ruido

El factor de ruido puede ser determinado mediante el equipo de la figura 3. En primer lugar, se mide el ruido generado por la etapa de entrada de FM que está terminada con su resistencia de antena específica. A continuación, con el atenuador de 3 dB conectado al circuito, se ajusta la salida del generador de ruido a un valor tal que se obtenga la misma lectura. El factor de ruido F es proporcional a la potencia entregada por el generador de ruido (generador de ruido calibrado en F).

Para evitar errores de medida, la conexión entre el generador de ruido y la etapa de entrada de FM deberá ser suficientemente corta como para evitar las posibles reflexiones. La siguiente fórmula se aplica si no se puede despreciar el factor de ruido F_2 del amplificador de frecuencia intermedia que es el caso en que la etapa de entrada de FM posee una baja ganancia de potencia. El factor de ruido de la etapa de entrada de FM es:

$$F_1 = F_{tot} - \frac{F_2 - 1}{G_{v1}}, \qquad (11)$$

donde: F_{tot} es el factor de ruido total de la etapa de entrada de FM y del amplificador de FI medido antes;
G_{v1} es la ganancia de potencia de la etapa de entrada de FM (apartado 2.1.).

El amplificador de FI debe ser suficientemente lineal como para que se cumpla lo siguiente.

Con el atenuador de 3 dB en el circuito y la salida del generador de ruido ajustada tal como se describió anteriormente, el voltímetro de radiofrecuencia deberá dar una indicación V (voltios).

Cuando se ajusta el atenuador a cero, la indicación deberá pasar a ser $V\sqrt{2}$.

Cuando se duplique o triplique el valor de la tensión de salida del generador de ruido, la indicación deberá pasar a ser $V\sqrt{3}$ ó $2V$, respectivamente.

Debido al hecho de que los niveles de energía son extremadamente bajos ($kT = 4 \times 10^{-21}$ Ws), las medidas deberán efectuarse en el interior de una caja apantallada para evitar posibles interferencias. Las frecuencias de sintonía a las que se deben efectuar las medidas están dadas en la norma DIN 45301. Las medidas del ruido también se pueden realizar a 98 MHz.

2.3. Selectividad

Hay que distinguir entre selectividad de radiofrecuencia que está determinada por el factor de calidad de los circuitos resonantes de radiofrecuencia que se hallan entre la entrada de antena y el mezclador, y selectividad de frecuencia intermedia que está determinada principalmente por el filtro paso-banda de frecuencia intermedia en la salida de la etapa de entrada de FM.

Una selectividad de radiofrecuencia elevada no sólo proporciona buena discriminación entre las emisoras de FM sino, más importante aún, asegurará un fuerte rechazo de intermodulación. Así, cuanto mayor sea la selectividad de radiofrecuencia menor será la fracción de la tensión del oscilador que alcanzará la antena.

El ancho de banda de frecuencia intermedia de la etapa de entrada de FM debe elegirse de tal forma que no afecte al paso-banda del siguiente amplificador de frecuencia intermedia; este requisito es particularmente importante para los receptores de FM de alta calidad.

2.3.1. Definición y medida del ancho de banda de radiofrecuencia

El ancho de banda de radiofrecuencia se define como la diferencia entre las dos frecuencias para las que la característica de radiofrecuencia se reduce 3 dB. En el diseño de etapas de entrada de FM es preferible emplear filtros paso-banda de radiofrecuencia doble sintonizados, puesto que en general poseen mayor ancho de banda que los circuitos resonantes sencillos y dan una mayor atenuación para las frecuencias más alejadas de la frecuencia central.

La figura 4 muestra el equipo necesario para determinar el ancho de banda de radiofrecuencia. La entrada de la etapa de FM está conectada a la salida del vobulador a través de un atenuador de 75 Ω y la salida de la etapa de FM terminada con su resistencia de carga específica. La característica de radiofrecuencia es visualizada en un osciloscopio (la sonda conectada en el punto de medida MP2, en el caso de trabajar con una etapa de entrada de FM, FD1; véase la figura 5).

2.3.2. Definición y medida del ancho de banda de frecuencia intermedia

El ancho de banda de frecuencia intermedia se define como la diferencia entre las dos frecuencias para las que la curva de frecuencia intermedia se reduce 3 dB. Se mide de forma similar al ancho de banda de radiofrecuencia. Se ajusta el vobulador a una frecuencia central igual a la intermedia y se conecta el atenuador de entrada a través de un condensador de 10 nF a la entrada de medición de frecuencia intermedia (MP2 en la figura 5). Si no se dispone de una entrada de este tipo, el condensador de acoplo debe conectarse al emisor o a la base del transistor del mezclador, dependiendo del tipo de circuito. El osciloscopio se conecta a la salida de frecuencia intermedia de la etapa de entrada de FM que estará terminada con su resistencia de carga específica (la característica del filtro de frecuencia intermedia depende de la resistencia de terminación); para ello, será necesario colocar una resistencia en serie o en paralelo con la sonda.

2.4. Respuestas espúreas

La respuesta espúrea (salida de frecuencia intermedia producida por una o varias señales de antena con frecuencias distintas a las de sintonía) es tan sólo uno de los aspectos del comportamiento para gran señal. Los otros aspectos se tratan con detalle en los apartados 2.6.3. y 2.7. La respuesta espúrea tiene lugar cuando las grandes señales en la entrada de la antena interaccionan entre ellas y/o con la frecuencia del oscilador local, dando lugar a productos de frecuencias intermedias; esto puede hacer imposible la recepción, especialmente cuando la emisión de FM es débil. Los productos de intermodulación se originan en componentes no lineales tales como transistores, diodos o resistores dependientes de la tensión. También se puede producir una respuesta espúrea con señales de frecuencia intermedia o de frecuencia de imagen (respuesta de frecuencia intermedia y respuesta de frecuencia de imagen).

Las respuestas espúreas son producidas por:

- interferencia por repetición de frecuencia: apartado 2.4.1.
- interferencia por doble batido: apartado 2.4.2.
- interferencia por batido contínuo: apartado 2.4.3.
- interferencia de frecuencia imagen: apartado 2.4.4.
- interferencia de frecuencia intermedia: apartado 2.4.5.

2.4.1. Interferencia por repetición de frecuencia

Este tipo de interferencia está producido por la intermodulación en la etapa de entrada de FM de los armónicos de una señal fuerte en la antena (por ejemplo, una emisora local) y la señal del oscilador local. Como resultado, la emisora local puede aparecer en más de un punto del indicador del receptor, enmascarando posiblemente la recepción de las emisoras más débiles. La frecuencia intermedia de FM "no deseada" (10,7 MHz) que puede aparecer por efecto de la intermodulación se obtiene de:

$$f_{if} = mf_1 + nf_0, \qquad (12)$$

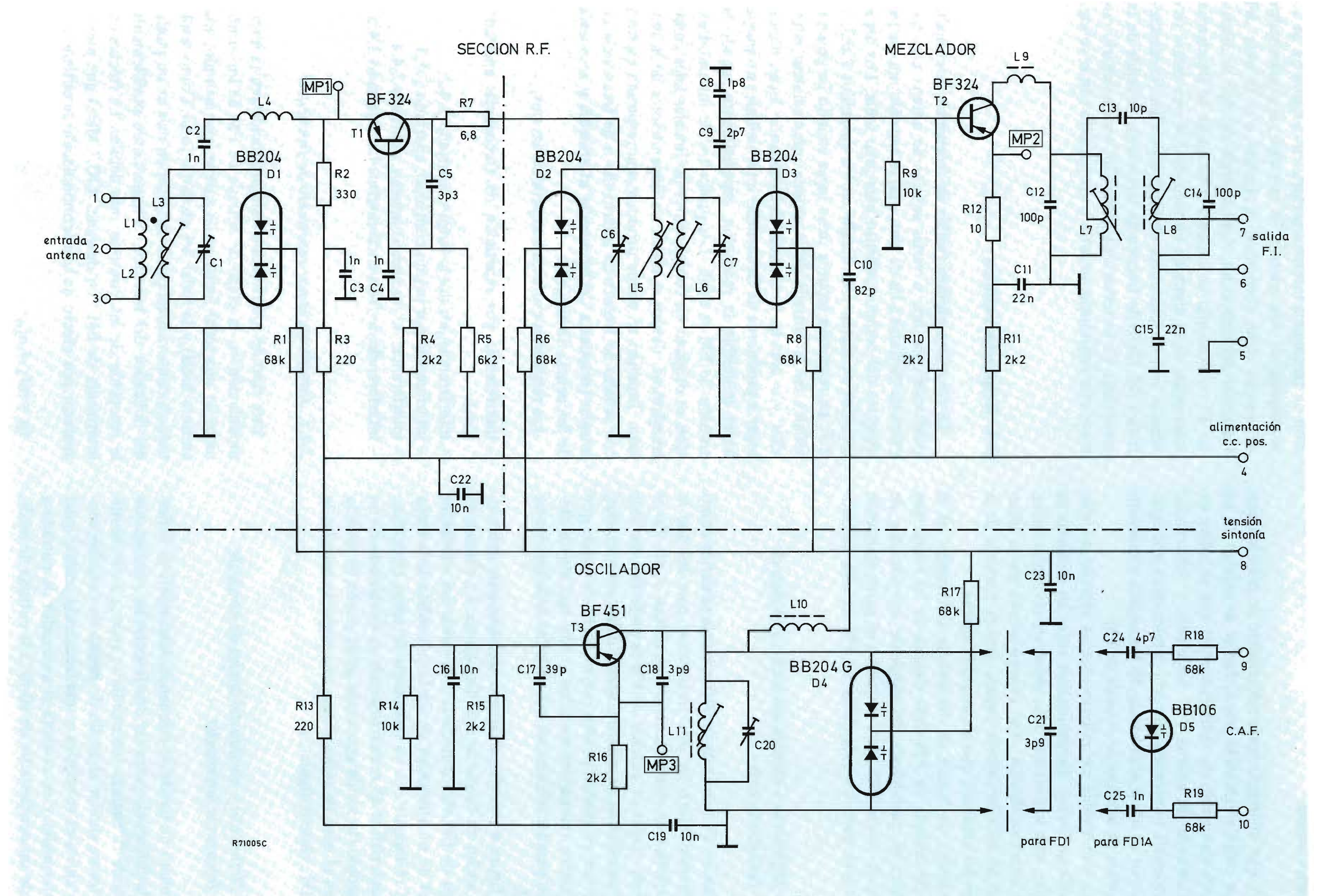


Figura 5. Esquema de la etapa de entrada FD1.

donde: f_1 es la frecuencia de la señal de interferencia de antena;
f_0 es la frecuencia del oscilador;
m y n son enteros positivos o negativos.

El principio superheterodino de las etapas de entrada de FM puede ser expresado por:

$$f_{if} = f_0 - f_t, \quad (13)$$

donde f_t es la frecuencia de sintonía.

(En algunos países, la frecuencia del oscilador es inferior que la frecuencia de sintonía: $f_{if} = f_t - f_0$.)

La distancia $\Delta f_{1\text{-}t}$ entre la frecuencia de la señal de antena, f_1, y la frecuencia de sintonía, f_t, se puede definir como:

$$\Delta f_{1\text{-}t} = f_1 - f_t . \quad (14)$$

Combinando las ecuaciones (12) (13) y (14):

$$\Delta f_{1\text{-}t} = f_1 \left(1 + \frac{m}{n}\right) + f_{if}\left(1 - \frac{1}{n}\right) , \quad (15)$$

ecuación que expresa la posibilidad de que se repitan puntos en el indicador del receptor.

La repetición más próxima, y por tanto la de mayor intensidad se dará cuando $\Delta f_{1\text{-}t}$ tenga el menor valor posible (pequeña atenuación en la sección de radiofrecuencia). En este caso, para $m = -2$ y $n = +2$, se obtendrá:

$$\Delta f_{1\text{-}t} = \tfrac{1}{2} f_{if} . \quad (16)$$

2.4.2. Interferencia por doble batido

La interferencia por doble batido está originada por la intermodulación en la etapa de entrada de FM entre las frecuencias fundamentales o sus armónicos de dos o más señales de antena y la señal del oscilador local. Si f_1 y f_2 son las frecuencias de las señales que interfieren, los productos de intermodulación de frecuencia intermedia se obtienen de:

$$f_{if} = m_1 f_1 + m_2 f_2 + n f_0 , \quad (17)$$

donde m_1, m_2 y n son enteros positivos o negativos.

La interferencia por doble batido es más severa por las siguientes condiciones:

$$\left.\begin{aligned} f_{if} &= f_0 - (2f_1 - f_2); \\ f_{if} &= f_0 - (2f_2 - f_1); \\ f_{if} &= 2f_0 - (f_1 + f_2). \end{aligned}\right\} \quad (18)$$

Estos productos de intermodulación están dentro de la banda de FM. Aumentando la intermodulación de elevado orden de la señal fuerte, los productos pueden contribuir a aumentar la interferencia.

2.4.3. Interferencia por batido continuo

La interferencia por batido continuo es producida por la intermodulación en la etapa de entrada de FM entre las frecuencias fundamentales f_1 y f_2 o sus armónicos de dos señales de entrada de radiofrecuencia:

$$f_{if} = m_1 f_1 + m_2 f_2 , \quad (19)$$

donde m_1 y m_2 son enteros positivos o negativos.

La frecuencia del oscilador no aparece en esta expresión y por tanto puede tener un valor arbitrario. Por ello, la interferencia de batido continuo depende tan sólo de la selectividad de radiofrecuencia, es decir, la sintonización tiene menor efecto que en el caso de anteriores interferencias.

2.4.4. Interferencia de frecuencia imagen

La frecuencia de la señal recibida, f_1, puede ser batida con la frecuencia del oscilador para dar lugar a un producto de frecuencia intermedia de FM:

$$f_{if} = f_1 - f_0 . \quad (20)$$

(Si la frecuencia del oscilador es *inferior* que la frecuencia de sintonía, la ecuación se transforma en: $f_{if} = f_0 - f_1$).

Mientras la frecuencia de sintonía está a una distancia f_{if} *por debajo* de la frecuencia del oscilador (ecuación 13), que es lo que ocurre normalmente en los receptores de FM, la frecuencia f_1 de la señal recibida (frecuencia de imagen) estará a una distancia f_{if} *por encima* de la frecuencia del oscilador.

2.4.5. Interferencia de frecuencia intermedia

La interferencia de frecuencia intermedia puede estar producida por las emisoras cuyas frecuencias son muy próximas o idénticas a la frecuencia intermedia de FM. Este tipo de interferencia puede darse en receptores de FM con insuficiente selectividad de radiofrecuencia, debido a que la señal de interferencias es capaz de alcanzar el mezclador. El efecto de la interferencia de frecuencia intermedia es similar al de la interferencia de batido continuo (apartado 2.4.3.).

2.5. Medida de la respuesta espúrea

Las medidas de la respuesta espúrea deben manejar, para frecuencias de 100 MHz, diferencias de señal de hasta 100 dB (máxima supresión de interferencias) entre la señal deseada y la de interferencia. Ello requiere diseños juiciosos y cuidadosos de los equipos de medida y el empleo de métodos de medida que eviten cualquier posible fuente de error. Estos métodos son:

- medida directa;
- prueba de campo;
- prueba de dos señales;
- prueba multiseñal;
- determinación del punto de interrupción.

Los métodos directos requieren mucho tiempo (varias horas) pero dan resultados fiables y, además cubren un margen más amplio de valores de supresión de interferencias. Las especificaciones publicadas en las hojas de datos están basadas en los métodos de medición directa. Los otros métodos se estudian en el apartado 3.

2.5.1. Nivel de señal de referencia

La supresión de interferencias (dB) se define como la diferencia entre el nivel de tensión de la fuente de antena (dB) que se tiene al sintonizar un punto de interferencia y el nivel de referencia de tensión de la fuente de antena (dB) que se tiene por sintonía correcta, produciendo ambas tensiones iguales niveles de señal en la salida de frecuencia intermedia de la etapa de entrada de FM. La elección de la tensión de referencia de la fuente de antena (señal de referencia) depende de las siguientes consideraciones:

- La señal de referencia debe tener un valor práctico; para una tensión de entrada de antena del orden de algunos microvoltios, muchos receptores de FM de alta calidad empezarán su acción limitadora y, con recepción mono, tienen una relación señal-ruido de potencia de al menos 26 dB.
- La señal de referencia debe tener un nivel lo más bajo posible, de modo que no se necesiten tensiones excesivas en el generador de señal cuando la supresión de interferencias es elevada.
- La señal de referencia debe ser suficientemente superior que el nivel de ruido de la propia etapa de entrada de FM; esto hace que carezca de sentido la especificación de niveles que no sean utilizables en la recepción de FM.

Una tensión de referencia de antena de 10 μV para una resistencia de antena de 75 Ω es satisfactoria para los propósitos de medición. Esto da 5 μV en una entrada adaptada y producirá $3{,}3 \times 10^{-10}$ mW de potencia de referencia de entrada ó $-94{,}8$ dBm (referidos a 1 mW), que está suficientemente por encima del nivel de ruido de la etapa de entrada de FM, tal como se verá en los cálculos siguientes. El nivel de ruido de la etapa de entrada de FM, referido a la entrada se expresa como:

$$P_{n(eq)} = nkT\Delta f, \qquad (21)$$

donde $kT = 4 \times 10^{-21}$ Ws. Si $n = 4$ (factor de ruido $F = 6$ dB) y el ancho de banda efectivo de ruido (unos 3 dB) $\Delta f = 250$ kHz, $P_{n(eq)} = 4 \times 10^{-12}$ mW ó -114 dBm, que es aproximadamente 20 dB menor que la potencia de referencia de entrada de $-94{,}8$ dBm.

Si la tensión de referencia de la fuente de antena se toma como 10 μV, se pueden medir valores de supresión de interferencias de hasta 100 dB para una tensión del generador de señal de 1 V.

2.5.2. Método de medición directo

Para la medición directa de las respuestas espúreas se emplean dos generadores de señal. Los generadores están acoplados a la entrada de la etapa de FM y sus señales interaccionarán produciendo productos de intermodulación en la etapa de entrada de FM. Una vez fijadas las frecuencias de funcionamiento del generador, la etapa de entrada de FM es sintonizada a los diferentes puntos de interferencia y se miden las respuestas espúreas.

Equipo de medición directa que utiliza una red resistiva de acoplamiento

Los generadores de señal y la etapa de entrada de FM bajo prueba se acoplan mediante una red resistiva en T (figura 6). Si los generadores y la etapa de entrada de FM tienen la misma resistencia nominal (normalmente 75 Ω) habrá acoplamiento para valores del resistor igual a un tercio de la resistencia nominal. La atenuación de la señal recibida y la atenuación desde la salida de un generador de señal al otro (desacoplo) serán de 6 dB. Los generadores interaccionan mutuamente y produce productos de intermodulación en sus salidas, lo que dará lugar a una confusión en las mediciones. Por tanto, el desacoplo se incrementa mucho insertando un atenuador de 75 Ω en serie con una de las redes de entrada, tal como se muestra en la figura mediante los símbolos de los resistores a trazos. Si se emplea un atenuador de 20 dB, el desacoplo aumentará 40 dB y la atenuación de la señal 20 dB. La red resistiva puede ser empleada en un amplio margen de frecuencias, pero tiene la desventaja de poseer pérdidas de señal apreciables especialmente en los casos en que se requiere un gran desacoplo.

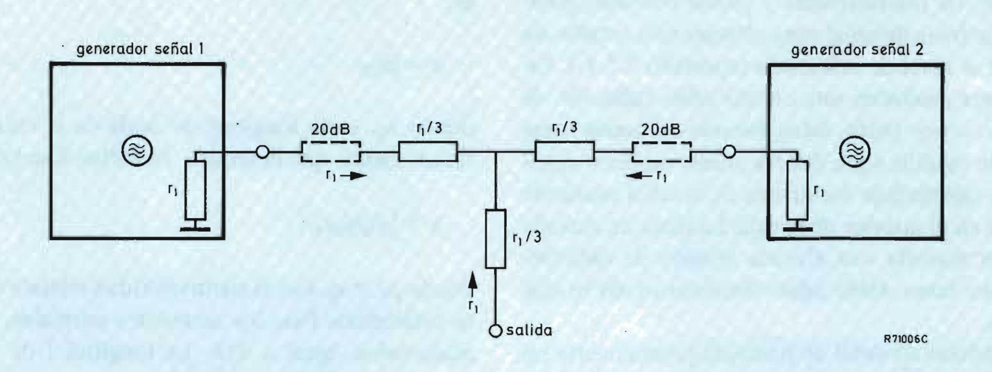


Figura 6. Método de medida directa empleando una red resistiva de acoplo; r_1 es la resistencia del generador y de la entrada de la etapa de FM.

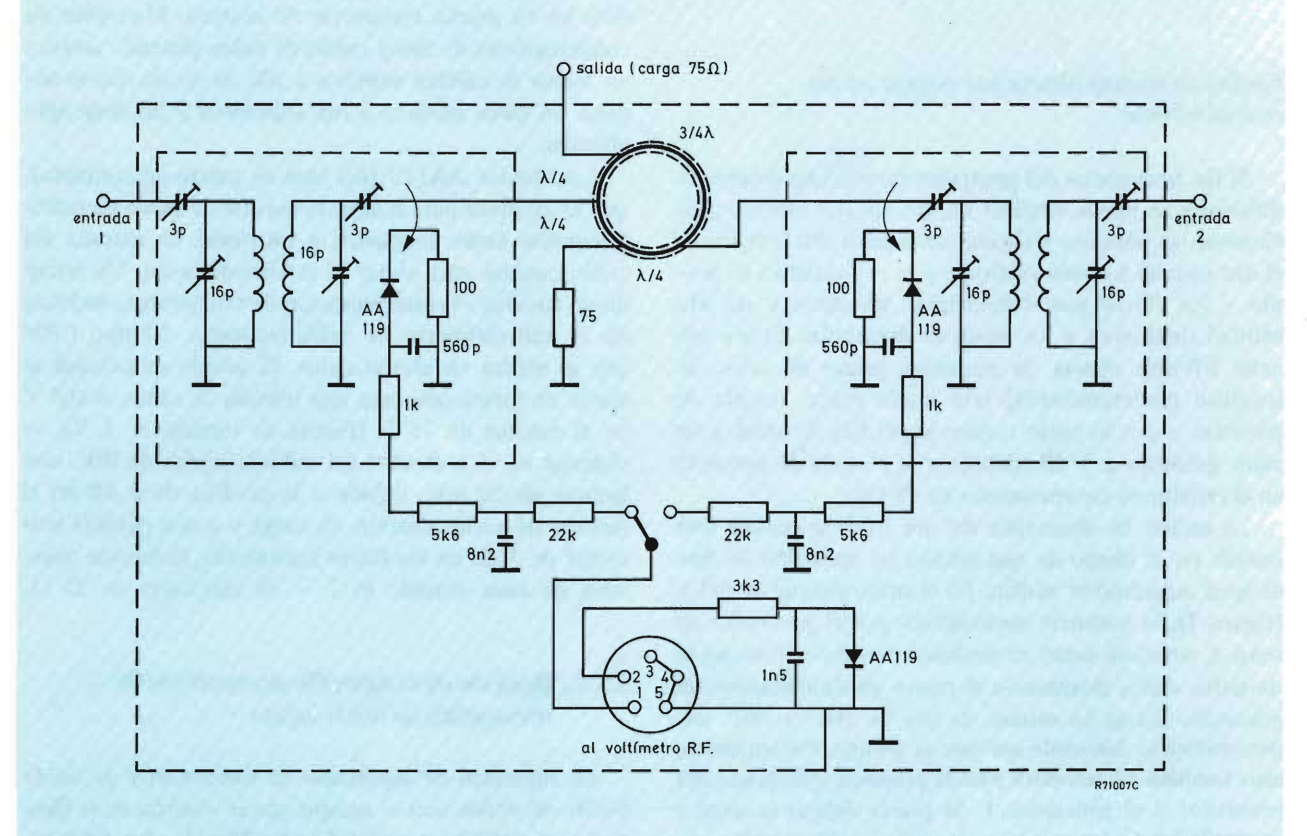


Figura 7. Método de medida directa empleando un mezclador equilibrado para minimizar la pérdida de señal.

La etapa de entrada de FM de alta calidad tiene elevada supresión de interferencias y puede necesitar generadores de potencia de señal para obtener una tensión de entrada igual al nivel de referencia (apartado 2.5.1.). Estos generadores producen una considerable radiación de radiofrecuencia; por tanto, éstos deberán colocarse fuera del recinto de medida (que deberá poseer un buen apantallamiento), ajustándose los niveles de la señal mediante un atenuador en el interior de la caja. La línea de entrada del atenuador soporta una elevada tensión de radiofrecuencia y debe tener doble apantallamiento y ser lo más corta posible.

Los generadores de señal de potencia generalmente no están libres de armónicos, resultando en la mayoría de los casos inadecuados los filtros pasa-bajos que los suprimen. Además, se necesita un buen desacoplo de los generadores debido a que la intermodulación extraña debe ser virtualmente cero, cuando se prueban las etapas de entrada de FM de alta calidad. Por lo tanto, se requiere un elevado amortiguamiento de las uniones de desacoplo, mientras que este deberá ser pequeño cuando se empleen generadores de señal de potencia. El método que se estudia a continuación resuelve el dilema.

Equipo de medida directa que emplea un aro coaxial híbrido

Si las frecuencias del generador no son excesivamente diferentes se puede emplear un aro coaxial híbrido para eliminar las pérdidas resistivas de la señal. En la figura 7, el aro coaxial híbrido sustituye a la red resistiva de acoplo y los filtros paso-banda muy selectivos y de alta calidad sustituyen a los lazos de desacoplo. El aro coaxial híbrido consta de pequeñas piezas de cable de longitud predeterminada; éste carece prácticamente de pérdidas y por lo tanto reduce la pérdida de señal a un valor próximo a 3 dB (debido a la pérdida de potencia en el resistor de compensación de 75 Ω).

La acción de desacoplo del aro híbrido coaxial está basada en el hecho de que señales en oposición de fase de igual magnitud se anulan. En el anillo coaxial de 6/4 λ (figura 7), la potencia suministrada por el generador de señal 1 circulará tanto en sentido horario como en sentido antihorario, alcanzando el punto de alimentación del generador 2 con un retraso de fase de 360° y 180° respectivamente, haciendo así que se anulen. Por supuesto, esto también se cumplirá para la potencia circulando del generador 2 al generador 1. Se puede derivar la señal a partir de los puntos en los que se da igualdad de fase, es decir, donde el resistor de compensación de carga de 75 Ω está conectado a la carga de salida.

Al efectuar el diseño del aro coaxial híbrido, hay que tener en cuenta que la velocidad de las ondas electromagnéticas es menor en un medio dieléctrico que en el vacío. Por ello, la longitud de onda en el anillo coaxial es:

$$\lambda = k\lambda_0 \,, \qquad (22)$$

donde λ_0 es la longitud de onda en el vacío y k es un factor menor que la unidad. El factor k se expresa como:

$$k = 1/\sqrt{\mu_r \epsilon_r} \,, \qquad (23)$$

donde μ_r y ϵ_r son la permeabilidad relativa y la constante dieléctrica. Para los materiales normales, k es aproximadamente igual a 2/3. La longitud l de un cable de λ/4 se puede hallar a partir de:

$$l = \frac{\lambda_0}{4} k = \frac{c_0}{4f} k \,, \qquad (24)$$

donde c_0 es la velocidad de la luz en el vacío (3×10^{10} cm/s). Si la frecuencia media del generador es 96,5 MHz, la longitud de una pieza de cable de λ/4 es de 52 cm.

Los filtros paso-banda acoplados ligeramente por debajo del punto crítico están sintonizados cada uno de ellos en su propia frecuencia de entrada. El empleo de condensadores de aire y cables de cobre plateado asegura un factor de calidad superior a 100 de modo que se obtiene un buen rechazo a los armónicos y un desacoplo efectivo.

Los diodos AA119 (del tipo de punto de contacto), que se emplean para indicar la tensión de salida de radiofrecuencia están acoplados a las líneas de entrada del anillo coaxial para evitar la intermodulación. Un tercer diodo sustituye la compensación de temperatura incluida en el milivoltímetro de radiofrecuencia del tipo URV que se utiliza en este circuito. El acoplo direccional se ajusta de forma que para una tensión de salida de 0,5 V en el resistor de 75 Ω (fuente de tensión de 1 V), se obtenga en el indicador del milivoltímetro de R.F. una lectura de 10 mW; debido a la pérdida de 3 dB en el resistor de compensación de carga y a una pérdida adicional de 3 dB en los filtros paso-banda, la tensión necesaria en cada entrada es 2 V en una carga de 75 Ω.

2.5.3. Medición de la supresión de repetición de frecuencia y de doble batido

La supresión de repetición de frecuencia y de doble batido se miden con el equipo que se muestra en la figura 8 que utiliza un mezclador equilibrado. Las frecuencias del generador de señal (94,35 MHz y 98,63 MHz) se eligen de forma que las frecuencias de interferencia (productos de intermodulación) estén separadas tanto como sea posible y uniformemente distribuidas sobre la banda de FM. Con una selectividad adecuada en el sinto-

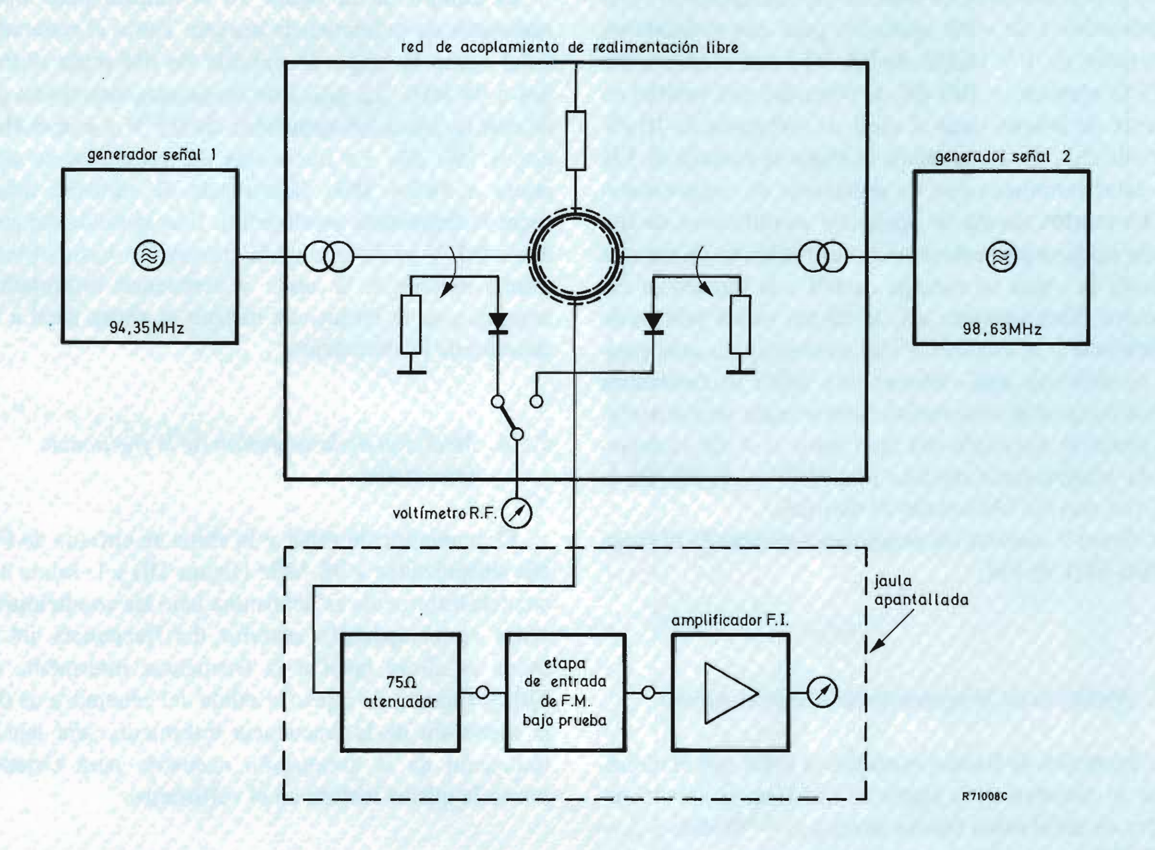


Figura 8. Medida de la supresión por repetición de frecuencia y por doble batido.

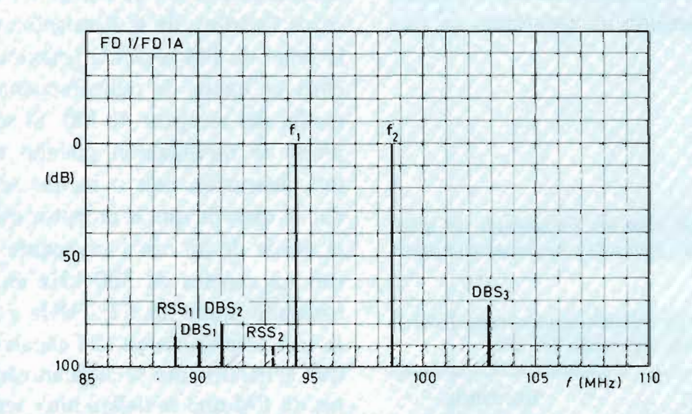


Figura 9. Respuestas espúreas de la etapa FD1. El margen de medida está limitado por el ruido de la etapa de entrada de FM; véase el área rayada.
RSS = supresión por repetición de frecuencia.
DBS = supresión por doble batido.

nizador se podrán asegurar que los resultados de las medidas que se obtienen son totalmente fiables.

Los procedimientos de medida son los siguientes. Con los generadores de señal ajustados para que suministren una tensión de 1 V (salida de 0,5 V) y con el atenuador de 75 Ω ajustado a 100 dB, se obtendrá una tensión en la fuente de antena igual al nivel de referencia de 10 μV (apartado 2.5.1.). La salida de la etapa de entrada de FM debe estar terminada con su resistencia de carga específica. La tensión media de salida del amplificador de frecuencia intermedia se determina sintonizando de manera adecuada la etapa de entrada de FM a la frecuencia del generador. Sintonizando así, se tienen varios puntos de interferencia y el atenuador está ajustado para cada posición de sintonía para obtener una salida de frecuencia intermedia igual al valor medio determinado previamente. Si la posición requerida del atenuador es A dB, la supresión de interferencia medida será $(100 - A)$ dB. En la tabla 1 se dan las frecuencias de sintonía.

La figura 9 muestra las respuestas espúreas de la etapa de salida FD1 de FM.

2.5.4. *Medición de la supresión de batido continuo*

La supresión de batido continuo se mide con el circuito que se muestra en la figura 8. Las frecuencias del generador de señal están fijadas ahora a f_1 =90 MHz y f_2 = 100,7 MHz y los filtros paso-banda están sintonizados de acuerdo con ellas. Para la medida se elige una frecuencia de sintonía de la etapa de entrada de FM de 95 MHz; el promedio de las frecuencias del generador, 95,35 MHz, coincide con un punto de repetición $(f_{if} = 2f_0 - 2f_2)$. La supresión de batido continuo se mide de la misma manera que se explicó para la supresión de repetición de frecuencia y de doble batido.

Tabla 1. *Puntos de interferencia para las frecuencias de señal f_1 =94,35 MHz, f_2 =98,63 MHz (figura 8) y la frecuencia intermedia f_{FI} = 10,7 MHz.*

RS =interferencia por repetición de frecuencia (apartado 2.4.1.); DB= interferencia por doble batido (apartado 2.4.2.).

frecuencia sintonía (MHz)	tipo de interferencia	frecuencia intermedia f_{if}
98,0	RS_1	$2f_0 - 2f_1$
90,07	DB_1	$f_0 - (2f_1 - f_2)$
91,14	DB_2	$2f_0 - (f_1 + f_2)$
93,28	RS_2	$2f_0 - 2f_2$
102,91	DB_3	$f_0 - (2f_2 - f_1)$

2.5.5. *Medición de la supresión de la frecuencia imagen*

El equipo de la figura 10 se emplea para medir la supresión de la frecuencia imagen. Tanto el generador de señal como la etapa de entrada de FM están sintonizados a 98 MHz. La salida de frecuencia intermedia se mide con la salida del generador de 0,5 V y con el atenuador a 100 dB. La frecuencia del generador se cambia ahora a 119,4 MHz (frecuencia de sintonía más dos veces la frecuencia intermedia). Con la salida del generador a 0,5 V se disminuye la atenuación hasta obtener la misma medida de la salida de frecuencia intermedia. La supresión de la frecuencia imagen es ahora igual a la reducción de la atenuación.

2.5.6. *Medición de la supresión de la frecuencia intermedia*

El generador de señal y la etapa de entrada de FM están sintonizados a 98 MHz (figura 10) y la salida de frecuencia intermedia se determina bajo las condiciones descritas en el apartado anterior. La frecuencia del generador es ahora igual a la frecuencia intermedia (10,7 MHz). Fijando de nuevo la salida del generador de 0,5 V, la supresión de la frecuencia intermedia será igual a la reducción de la atenuación necesaria para obtener de nuevo la misma lectura en el voltímetro.

2.6. Cambio en la sintonía

El cambio permisible en la sintonía (producido por un cambio en la frecuencia del oscilador) depende, entre otros factores, de la desviación máxima de frecuencia de la señal de FM recibida (máximo ±75 kHz) y de los anchos de banda de radiofrecuencia y de frecuencia intermedia del receptor de FM. Si se presenta desintonía, los picos de modulación pueden recortarse dando lugar a una distorsión más o menos severa. También se puede dar el caso de que el receptor quede sintonizado justo en el borde de un canal adyacente. Originalmente se asignaron 43 canales de 300 kHz en la banda de FM que se extiende desde los 87,5 MHz a los 104 MHz, que ahora se han convertido en 127 canales de 100 kHz. A pesar de que generalmente se asignan canales adyacentes a emisoras de FM que se hallan muy separadas geográficamente, la estabilidad de la sintonía debe ser lo más buena posible. Hay que hacer notar que el control automático de frecuencia (CAF) elimina los desplazamientos de la sintonía tan solo cuando la frecuencia del oscilador se halla dentro del margen de funcionamiento del CAF.

Los cambios en la sintonía pueden ser producidos por:

– variaciones de temperatura (desplazamiento de frecuencia: apartado 2.6.1.);
– cambios en la tensión de alimentación (desplazamientos de frecuencia: apartado 2.6.2.);
– señales de entrada grandes (variación del oscilador: apartado 2.6.3.).

2.6.1. Desplazamiento de la frecuencia

Hay que distinguir entre desplazamiento por recalentamiento y desplazamiento por variación de la temperatura. De acuerdo con la norma DIN 45301, el desplazamiento por recalentamiento es el cambio sufrido en la frecuencia del oscilador en un período de tiempo que empieza un minuto después de la puesta en marcha y finaliza cuando se ha alcanzado la condición de estado estable. Bajo estas condiciones, los receptores de FM actuales a veces no presentan desplazamientos medibles debido a que su circuitería de estado sólido tiene una disipación despreciable. Por ello, las hojas de características especifican los desplazamientos por recalentamiento basándose en medidas efectuadas dos segundos después de la puesta en marcha. El desplazamiento por variación de la temperatura es el cambio en la frecuencia del oscilador debido a las fluctuaciones de la temperatura ambiente. Estas últimas suelen ser bastante importantes en el caso de las radios para coche.

La figura 11 muestra el equipo empleado para medir el desplazamiento de la frecuencia. La tensión del oscilador se toma en un punto adecuado (punto MP2 en la etapa FD1 –figura 5– o los contactos 19 y 20 en la etapa FD11), y se mide su frecuencia. Debido a que normalmente las medidas serán extremadamente pequeñas, se necesitarán equipos de medida muy exactos.

Es esencial que las medidas del desplazamiento se efectúen en un período de tiempo suficientemente largo como para que se haya alcanzado el estado estable después de haberse producido algún cambio en la temperatura ambiente.

Las medidas del desplazamiento de frecuencia se efectúan tanto para una frecuencia de sintonía de 98 MHz como para otras frecuencias, el máximo desplazamiento se establece en el peor caso. El desplazamiento por recalentamiento y el desplazamiento por variación de la temperatura ambiente se dan en kHz o kHz/°C.

2.6.2. Desplazamiento de la frecuencia por variación de la tensión de alimentación

El desplazamiento de la frecuencia del oscilador debido a la tensión de alimentación de c.c. se mide con el equipo de la figura 11. Para las medidas del desplazamiento por variación de la temperatura, la tensión de alimentación se mantiene constante y varía la temperatura. Para medir la variación de la frecuencia del oscilador con la tensión de alimentación, la temperatura debe mantenerse constante. Para esta medida también se aplican las frecuencias de sintonía para las que se efectúan las medidas del desplazamiento por recalentamiento y por variación de la temperatura. El desplazamiento de frecuencia se da en kHz por voltio o en kHz por la variación relativa de tensión (kHz/V ó kHz/ΔV/V).

2.6.3. Variación en el oscilador

La variación en el oscilador puede ser producida por una fuerte señal de antena. Este será el caso cuando la tensión de sobreexcitación en la entrada del mezclador produzca un desplazamiento del punto de funcionamiento de c.c. del transistor mezclador, de manera que la admitancia de entrada de este transistor sufra una variación que dé como resultado una variación de la frecuencia del oscilador. Este efecto será mucho más pronunciado en las etapas de entrada de FM simples que utilizan un mezclador autooscilante; con señales de entrada fuertes, el oscilador puede incluso dejar de funcionar.

La variación en el oscilador se define a partir de la tensión de entrada de antena para la que la variación de la frecuencia del oscilador no sea superior a su valor permitido, por ejemplo, $\Delta f_0 \leqslant 30$ kHz para una tensión de entrada de antena de 1 V en una carga de 75 Ω. Como alternativa, también se puede especificar la potencia de entrada; en el ejemplo, una tensión de entrada de antena de 1 V corresponde a 13,3 mW ó +11,2 dBm.

2.7. Comportamiento para gran señal

En los modernos receptores de FM de alta calidad se ha demostrado que el buen comportamiento para gran señal es más importante que poseer un límite bajo de sensibilidad. El comportamiento para gran señal está dado por:

– las respuestas espúreas (apartado 2.4.);
– la variación de frecuencia en el oscilador (apartado 2.6.3.);
– los efectos en la supresión de AM;
– los efectos en la distorsión de BF.

2.7.1. Efecto en la supresión de AM

La modulación espúrea de AM de una fuerte señal de entrada de antena produce variaciones rítmicas en el punto de funcionamiento de c.c. de los transistores, incluyendo el transistor/mezclador; debido al cambio perió-

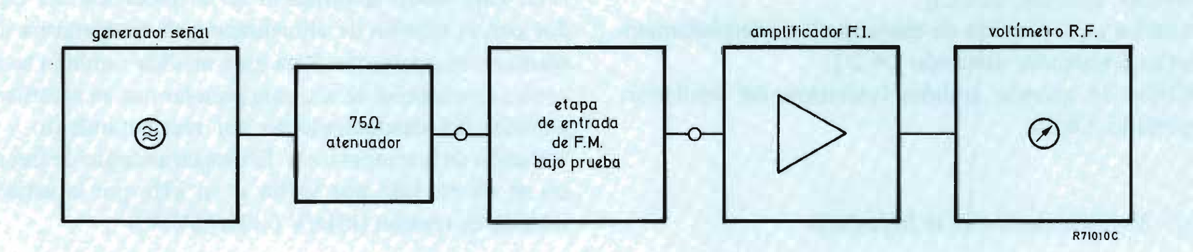


Figura 10. Medida de la respuesta a la frecuencia imagen y a la FI.

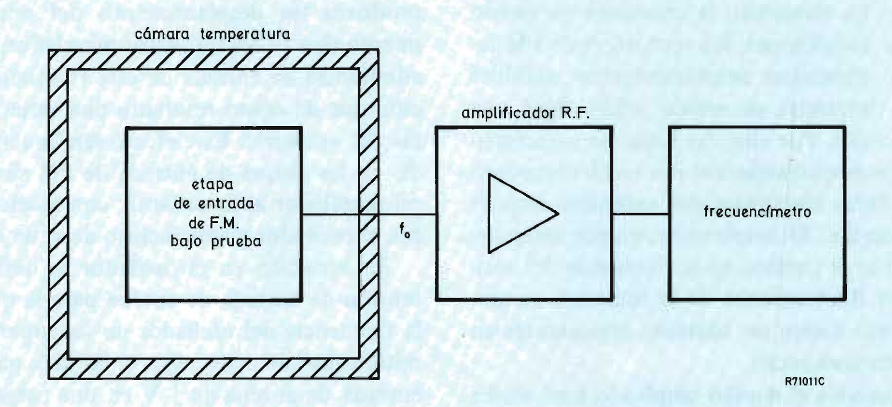


Figura 11. Medida del desplazamiento de frecuencia.

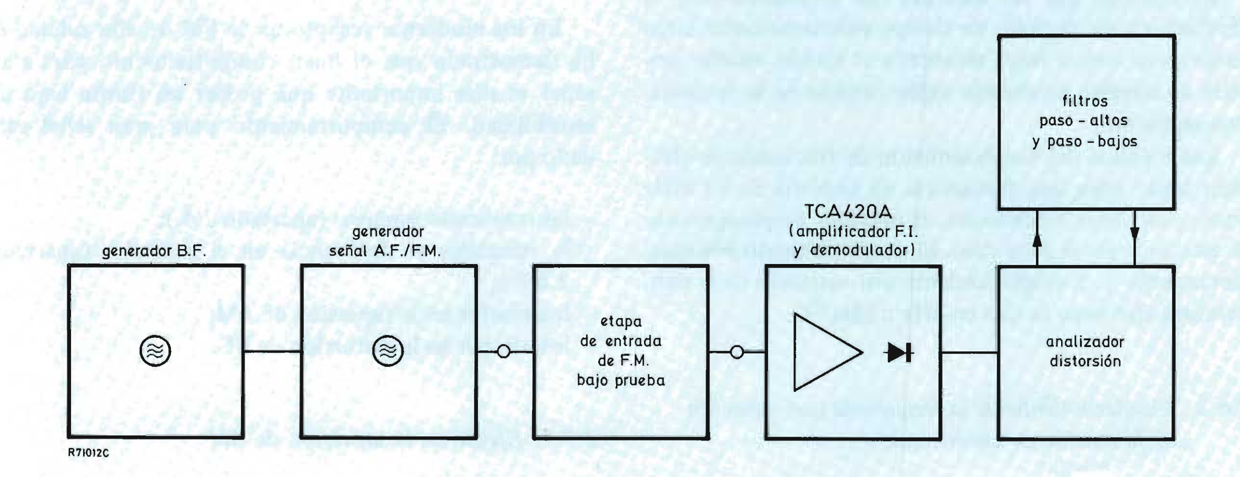


Figura 12. Medida de la supresión dc la AM y de la distorsión de BF.

dico de la susceptancia de entrada de este último, la frecuencia del oscilador pasará a ser modulada en frecuencia. Esto da lugar a la aparición de una componente de AM en la salida del detector aunque el amplificador de frecuencia intermedia pueda ejercer una excelente labor de limitación de señal. El resultado es una aparente disminución en la supresión de AM.

2.7.2. Efecto en la distorsión de BF

Debido a que la respuesta en la sección de radiofrecuencia no es completamente plana, la modulación de FM dará lugar a algún tipo de modulación de AM. Con señales de entrada de antena grandes, ésta actuará sobre la frecuencia de oscilación tal como se describió antes. La modulación de frecuencia parásita en la señal del oscilador interacciona con la modulación de frecuencia de la señal recibida, provocando así la distorsión de BF. La cantidad de distorsión de B.F. producida depende de la relación entre la desviación de frecuencia causada por la modulación parásita y la señal recibida.

2.7.3. Medida de la supresión de AM y de la distorsión de BF

La figura 12 da el circuito utilizado para medir la supresión de AM y la distorsión de BF. El amplificador integrado monolítico de frecuencia intermedia TCA420A con demodulador en cuadratura y desplazador de fase, posee una buena supresión de AM y una baja distorsión de BF, por tanto, se recomienda su empleo en este circuito. La supresión de AM es por lo menos de 40 dB para señales de entrada de frecuencia intermedia con un 30% de AM a 1 kHz y más de 0,3 mV; la distorsión total es del 0,8% típica para una desviación de ±75 kHz con una modulación de 1 kHz (0,3% típ. para una desviación de ±40 kHz). La figura 13 muestra la forma de conectar el TCA420A.

La etapa de entrada de FM se alimenta con una señal variable en amplitud para cubrir todo el margen de entrada, de 10 μV a 1 V. Entonces, se mide la supresión de AM y la distorsión de BF en función de la tensión de entrada de antena utilizando un analizador de distorsión con filtros paso-alto y paso-bajos conmutados.

Medición de la supresión de AM

La medición se puede efectuar de la siguiente manera. La salida del generador de señal es:

f = 98 MHz,
FM: ±15 kHz de desviación (75 kHz de acuerdo con la norma DIN 45301) para una frecuencia de modulación de 70 Hz,
AM: 30% a 1 kHz de modulación.

La señal demodulada llevará las componentes deseadas de 70 Hz y la no deseada de 1 kHz así como los productos resultantes de la mezcla. Si la señal deseada es V_{fm} y todas las demás (no deseadas) V_{am}, la supresión de AM, a_{am}, se puede obtener a partir de:

$$a_{am} = 20 \log (V_{fm}/V_{am}) \,. \qquad (25)$$

El ancho de banda para medir la componente de AM, V_{am}, se ajusta en el margen comprendido entre 0,7 kHz y 5 kHz. Empleando el analizador de distorsión se pueden leer los resultados obtenidos directamente en el indicador del instrumento.

Medición de la distorsión de BF

La salida del generador de 98 MHz es solamente modulada en frecuencia y la distorsión de BF está determinada por la modulación de 1 kHz con una desviación de ±75 kHz y ±40 kHz, respectivamente. Se elige un ancho de banda de 250 Hz a 16 kHz para eliminar el posible zumbido que enmarcararía las medidas cuando la distorsión es pequeña.

3. METODOS DE DETERMINAR LA RESPUESTA ESPUREA

3.1. Pruebas de campo

La prueba de campo es el método más antiguo de evaluar las características de un receptor de FM; sin embargo, habrá que tener en cuenta lo siguiente:

- Los resultados de pruebas efectuadas en diferentes lugares no son comparables; las condiciones de prueba, tales como el número de emisoras que se pueden recibir y sus intensidades de campo local, no son idénticas.
- Incluso las pruebas de campo efectuadas en el mismo punto del indicador y con la misma antena darán diferentes resultados dependiendo de las condiciones atmosféricas.
- La evaluación de la calidad en la recepción es subjetiva; la distinción entre "no interferencia", "pequeña interferencia" e "interferencia dominante" son difíciles de establecer y están sujetas a la interpretación personal.
- Si una etapa de entrada de FM está sujeta a una prueba de campo, los resultados de la prueba dependerán también del resto del receptor, especialmente del demodulador y del amplificador de FI.

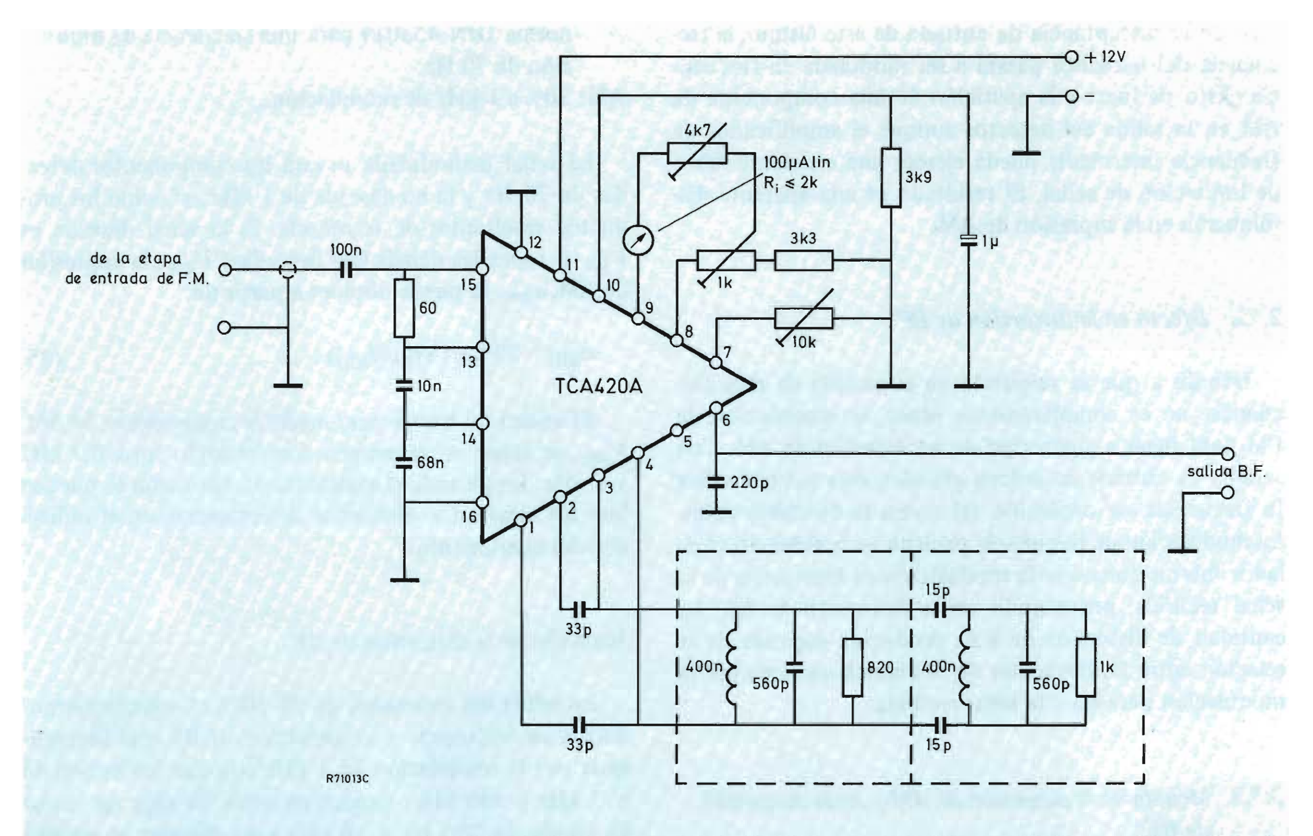


Figura 13. Empleo del circuito integrado monolítico TCA420A, amplificador de FI, para medir la supresión de la AM y la distorsión de BF.

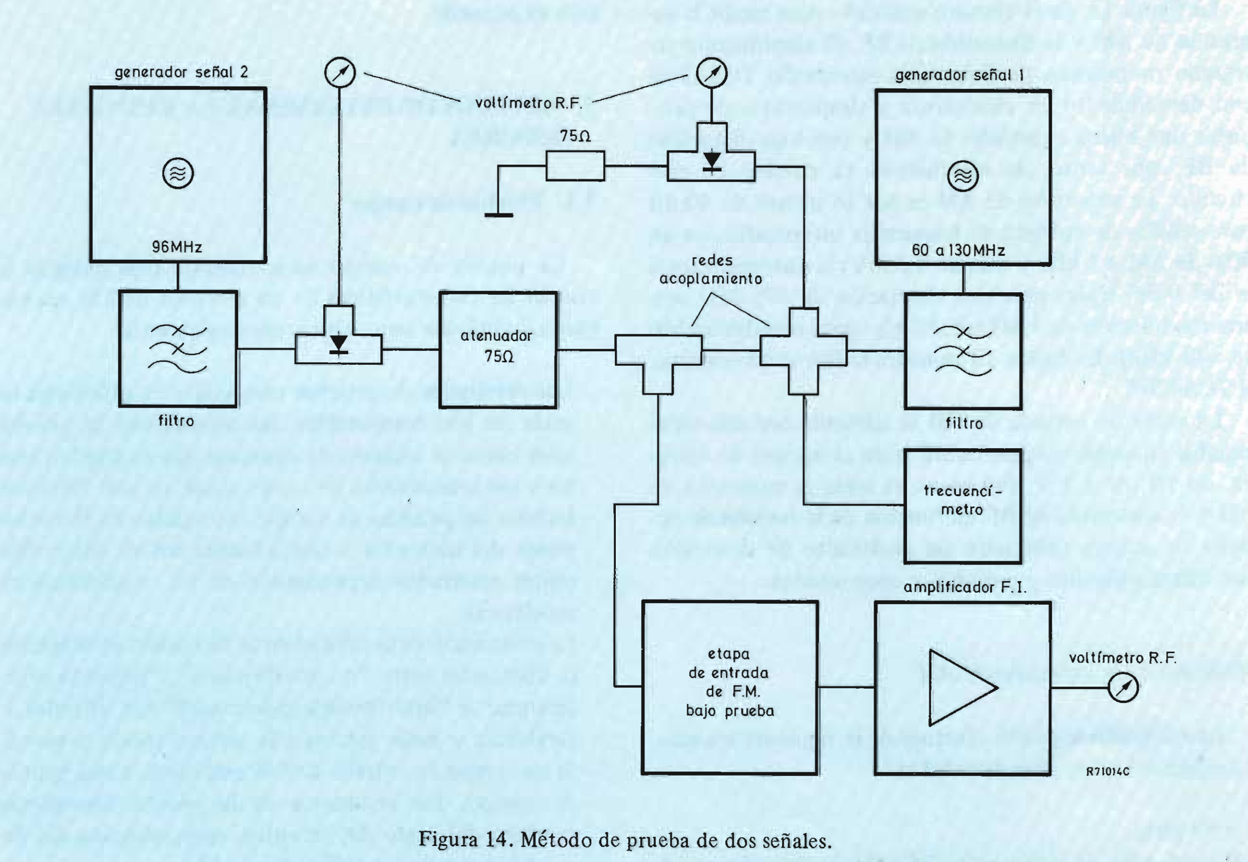


Figura 14. Método de prueba de dos señales.

Las pruebas de campo son realmente lo que realiza un radio-oyente, por tanto, estas pruebas son un valioso complemento de otras medidas más "académicas" y ayudarán a evaluar los resultados de éstas.

3.2. Prueba de dos señales

Este método de prueba, figura 14, permite la determinación rápida de las respuestas espúreas con la etapa de entrada de FM sintonizada a una frecuencia fija (100 MHz). Los generadores de señal están acoplados a la etapa de entrada a través de una red resistiva (apartado 2.5.2.). El generador de señal 1 suministra una tensión de salida relativamente alta de valor predeterminado (por ejemplo 100 mV) y su frecuencia varía en un margen comprendido entre 60 MHz y 130 MHz. El generador de señal 2 se ajusta a una frecuencia fija de 96 MHz y su salida es ajustable, con la ayuda de un atenuador, en un amplio margen.

Con el generador de señal 2 desconectado, se ajusta el generador 1 a la frecuencia de sintonía, 100 MHz, y su salida se ajusta de modo que proporcione una tensión de referencia de fuente de antena de 10 μV y se mide la salida de FI. La salida del generador 1 se ajusta ahora al valor predeterminado y se conecta el generador 2 al circuito. La frecuencia del generador 1 varía dando los puntos de interferencia que aparecen en la tabla 2. Para cada punto de interferencia, se ajusta el atenuador de manera que se obtengan las salidas de FI medidas anteriormente. Si $V_{s\ ant(ref)}$ es la tensión de referencia de fuente de antena (10 μV) y V_{s2} la tensión de fuente requerida del generador 2 vista en la entrada de la etapa de FM, la supresión de interferencias, a_i, se expresa como:

$$a_i = 20 \log \frac{V_{s2}}{V_{s\,ant(ref)}} . \tag{26}$$

Este método de prueba es inferior al método de medición directa (apartado 2.5.) puesto que existe un pequeño desacoplo entre los generadores, lo que restringe el margen de la medida. Además, el grado de desacoplo es variable en el amplio margen de frecuencias empleado en la medición. Por tanto, este método no es adecuado para determinar los elevados valores de supresión de interferencias que se encuentran en las etapas de entrada de FM de los receptores de elevada calidad.

3.3. Prueba multi-señal

El método de prueba multi-señal permite la determinación ultrarápida del comportamiento para gran señal (el tiempo de prueba es menor que 15 minutos), y por

Tabla 2. *Puntos de interferencia de repetición hasta los componentes de tercer orden.*

Etapa de entrada de FM sintonizada a 100 MHz; f_1 = frecuencia del generador 1; f_2 = frecuencia del generador 2 (96 MHz); f_0 = frecuencia oscilador (110,7 MHz).

f_1 (MHz)	$f_{if} = m_1f_1 + m_2f_2 + nf_o$			tipo de interferencia
	m_1	m_2	n	
60,43	−3	+2	0	CB
60,70	+2	0	−1	RS
62,67	+3	−3	+1	DB
64,70	−2	−2	+3	DB
65,35	−3	+1	+1	DB
67,57	+3	−2	0	CB
68,05	+2	+1	−2	DB
70,23	−3	0	+2	RS
70,60	−1	+2	−1	DB
72,47	+3	−1	−1	DB
75,13	−3	−1	+3	DB
75,40	+2	+2	−3	DB
77,30	+1	−3	+2	DB
77,37	+3	0	−2	RS
82,27	+3	+1	−3	DB
83,30	−2	+3	−1	DB
85,30	−1	+1	0	CB
92,00	+1	−2	+1	DB
92,43	−3	+3	0	CB
94,00	+2	−3	+1	DB
97,33	−3	+2	+1	DB
99,57	+3	−3	0	CB
100,00	−1	0	+1	D
101,35	+2	−2	0	CB
102,23	−3	+1	+2	DB
104,47	+3	−2	−1	DB
105,35	−2	0	+2	RS
106,70	+1	−1	0	CB
107,13	−3	0	+3	RS
108,70	+2	−1	−1	DB
109,37	+3	−1	−2	DB
112,70	−2	−1	+3	DB
114,27	+3	0	−3	RS
116,05	+2	0	−2	RS
121,40	+1	0	−1	I
123,40	+2	+1	−3	DB
129,40	−1	−2	+3	DB

CB = interferencia por batido contínuo;

RS = interferencia por repetición de frecuencia;

DB = interferencia por doble batido;

D = señal deseada (ecuación (13));

I = interferencia de frecuencia imagen

lo tanto es extremadamente útil para el diseño de las etapas de entrada de FM y para el control de calidad durante la fase de producción. Sin embargo, requiere un equipo de medida caro y especial y ha sido especialmente desarrollado para la prueba de etapas de entrada de FM sintonizadas por diodo.

Un generador de avalancha suministra un espectro de frecuencias que cubre por completo la banda de FM (figura 15). Las frecuencias (canales) están separadas 150 kHz y están moduladas en frecuencia mediante un tono piloto de 1,3 kHz; las salidas de los canales están ajustadas mediante un atenuador común. Se pueden inyectar hasta tres señales de interferencia cuyas frecuencias y amplitudes son ajustables individualmente en la etapa de entrada de FM bajo prueba, cuya salida es amplificada para alimentar así a un circuito de evaluación. Este circuito controla un registrador XY que registra los canales que se reciben libres de interferencia de intermodulación y rechaza los que están sujetos a interferencias. La entrada X se conecta al generador de señales en rampa, que suministra también la tensión de sintonía. La gráfica XY se puede repetir para diferentes frecuencias y niveles de interferencia dando de este modo una visión completa del comportamiento para gran señal.

Las ecuaciones (27) y (28) están representadas gráficamente en la figura 16. La distancia de intermodulación se mide para una tensión de referencia de antena de 10 μV (apartado 2.5.3.). Con la ayuda de la ecuación (27), el punto de interrupción puede ser calculado y se puede hallar la distancia de intermodulación para niveles de entrada arbitrarios.

Las anteriores consideraciones son válidas siempre que exista una relación de segundo orden entre la distancia de intermodulación y el nivel de señal de entrada (IM disminuye 20 dB al aumentar P_{si} 10 dB).

El punto de interrupción no tiene valor práctico, pero es esencial para calcular la distancia de intermodulación y el margen dinámico. El margen dinámico se define como el margen de potencia de la señal de entrada sobre el cual la intermodulación no es perceptible; cuanto menor es el límite de sensibilidad (apartado 2.2.1.), mayor es el margen dinámico dado por el punto de interrupción. A continuación se da un ejemplo de cálculo.

3.4. Determinación del punto de interrupción

El punto de interrupción es decisivo para el margen dinámico y para la supresión de interferencias. El punto de interrupción es la intersección en una gráfica log/log entre la línea de potencia de salida de la señal respecto a la potencia de entrada de la señal y la línea del nivel de intermodulación de segundo o tercer orden respecto a la potencia de entrada de la señal. (El nivel de intermodulación aumenta al aumentar la señal de entrada.) Los productos de intermodulación de *tercer orden* $2f_1 - f_2$ y $2f_2 - f_1$ que se dan en las interferencias entre dos señales son más importantes de evaluar que la supresión de interferencias (apartado 2.4.2.). Para este caso, la relación entre el punto de interrupción, IP, y la potencia de entrada de la señal, P_{si}, es:

$$IP = 0{,}5IM + P_{si}\ \text{dBm}\ , \qquad (27)$$

donde la distancia de intermodulación de tercer orden, IM, es la diferencia en dB entre la potencia de salida de la señal y el nivel de intermodulación de tercer orden. Si se consideran las potencias de entrada, la distancia de intermodulación de tercer orden es igual a:

$$IM = P_{si} - P_{im(eq)}\ \text{dB}\ , \qquad (28)$$

donde: P_{si} = potencia de entrada de la señal;
$P_{im\ (eq)}$ = nivel de intermodulación de salida de tercer orden referido a la entrada.

Cálculo del punto de interrupción y del margen dinámico de la etapa FD1 de entrada de FM

Especificaciones de la etapa FD1:

– Factor de ruido F	6 dB
– Ancho de banda de ruido Δf a 3 dB	270 kHz
– Distancia de intermodulación IM para la interferencia por doble batido y una tensión de referencia de fuente de antena de 10 μV	80 dB
– Resistencia de entrada r_{in}	75 Ω

Cálculo del punto de interrupción IP. El nivel de intermodulación equivalente de entrada, $P_{im(eq)}$, se obtiene a partir de la resistencia de entrada, r_{in} (75 Ω) y la tensión de referencia de fuente de antena, $V_{s\ ant(ref)}$ (10 μV):

$$P_{im(eq)} = \frac{V^2_{s\,ant(ref)}}{4r_{in}} = \frac{10^{-10}}{4 \times 75}\text{W} = 3{,}33 \times 10^{-10}\ \text{mW}$$

$$\text{ó}\ -94{,}8\ \text{dBm}.$$

El nivel de potencia de entrada de la señal, P_{si}, para el cual se tiene el valor calculado de $P_{im(eq)}$ se obtiene de la ecuación (28):

$$P_{si} = P_{im(eq)} + IM = -94{,}8 + 80 = -14{,}8\ \text{dBm}.$$

La ecuación (27) se utiliza para determinar el punto de intersección IP:

$$IP = 0{,}5IM + P_{si} = 0{,}5 \times 80 - 14{,}8 = 425{,}2\ \text{dBm}.$$

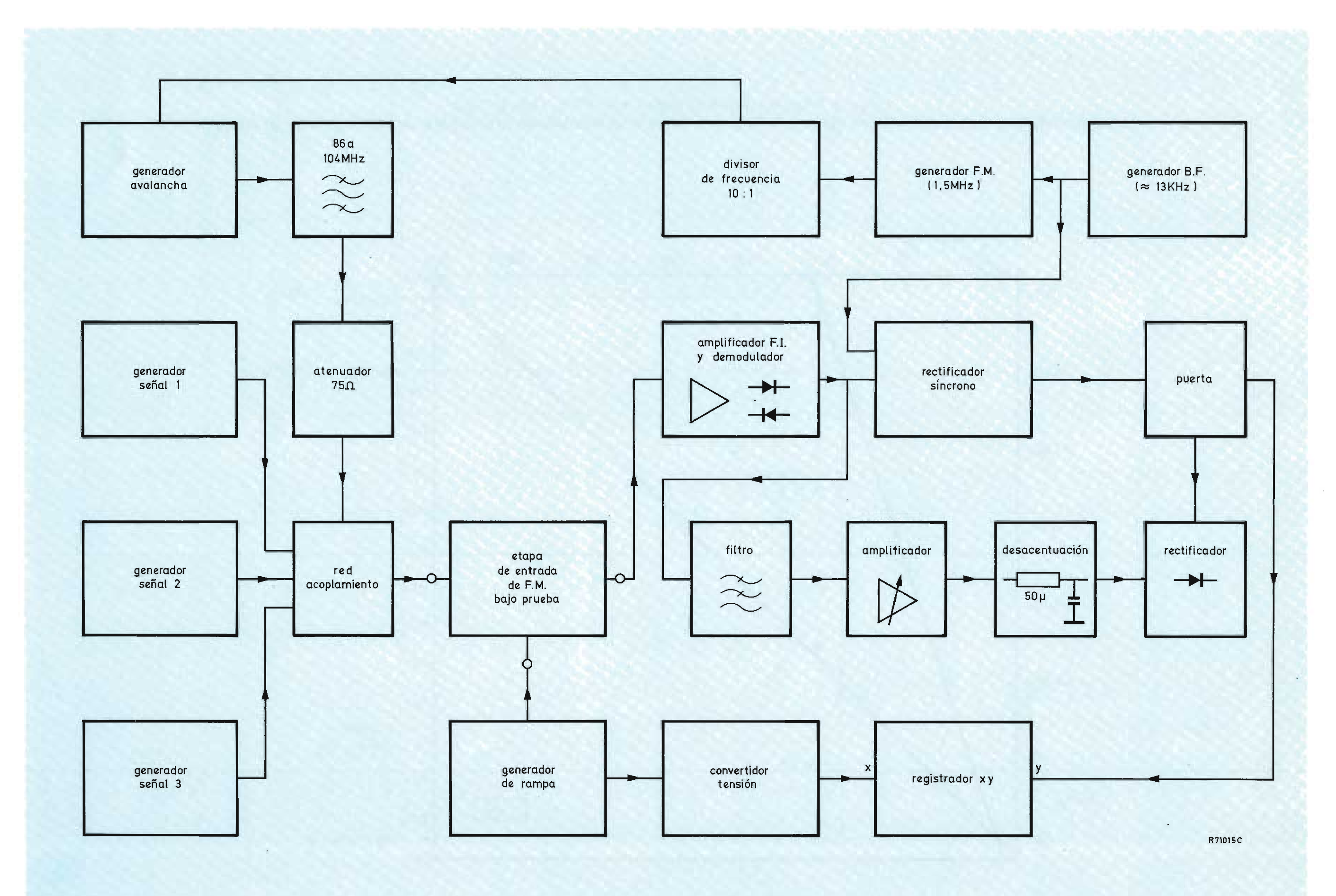


Figura 15. Diagrama de bloques para la prueba multi-señal.

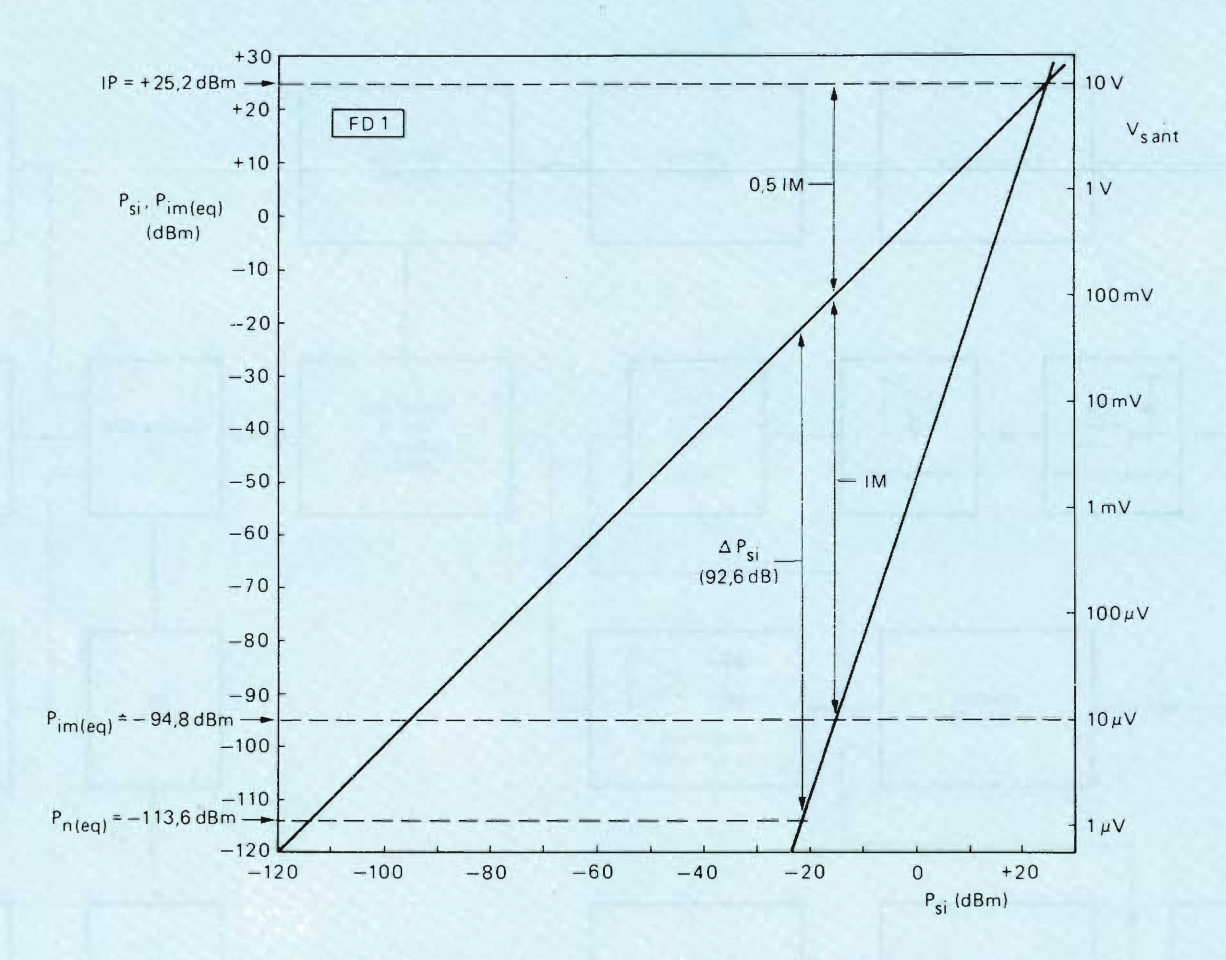


Figura 16. Diagrama que ilustra el punto de interrupción IP, la distancia de intermodulación de tercer orden IM y el margen dinámico ΔP_{si}. El valor $V_{s\,ant}$ es la tensión de antena para R_{ant} de 75 Ω.

Cálculo del margen dinámico ΔP_{si}. El margen dinámico ΔP_{si} (dB) es el margen de la potencia de entrada de la señal entre el nivel de ruido de entrada equivalente y un valor máximo para el cual la intermodulación no es perceptible, es decir, para el cual el nivel de intermodulación (referido a la entrada) es igual al nivel de ruido de entrada equivalente. Este último es igual al límite de sensibilidad nkT (apartado 2.2.1.) por el ancho de banda efectivo Δf. Así, el nivel de ruido de entrada equivalente $P_{n(eq)} = nkT\ \Delta f$, donde $kT = 4{,}04 \times 10^{-21}$ Ws. Para la etapa FD1, $F = 6$ dB, es decir, $n = 4$. Por tanto:

$$P_{n(eq)} = 4kT\Delta f = 4 \times 4{,}04 \times 10^{-21} \times 270 \times 10^{3}\ \text{W}$$

$$= 4{,}37 \times 10^{-12}\ \text{mW ó } -113{,}6\ \text{dBm.}$$

Este valor se hace igual al nivel de intermodulación, $P'_{im\ (eq)}$, que se tiene cuando la potencia de entrada de la señal tiene el valor máximo, $P_{si(máx)}$, definido anteriormente. Combinando las ecuaciones (27) y (28) y despejando $P_{si(máx)}$ se tiene:

$$P_{si(máx)} = \frac{2}{3}\ IP + \frac{1}{3}\ P'_{im(eq)},$$

$$\text{donde} \quad P'_{im(eq)} = P_{n(eq)}.$$

De modo que:

$$P_{si(máx)} = \frac{2}{3} \times 25{,}2 + \frac{1}{3} \times (-113{,}6) = -21{,}0\ \text{dBM}$$

$$(0{,}00786\ \text{mW}).$$

El margen dinámico:

$$\Delta P_{si} = P_{si(máx)} - P_{n(eq)} = -21{,}0 - (-113{,}6)$$

$$= 92{,}6\ \text{dB.}$$

La figura 16 da una presentación cualitativa. ■





TUBOS MONITORES SEMIPROFESIONALES Y COMPONENTES BOBINADOS

Tubos monitores diseñados especialmente para aplicaciones de TV en circuito cerrado, visualizadores alfanuméricos, etc.

Tubos monitores	M24-300	M31-330	M31-300	M38-300
Tamaño pantalla (mm)	229 (9")	292 (12")	295 (12")	352 (15")
Angulo desviación (grados)	90	90	110	110

Cada tubo puede ser suministrado con las siguientes pantallas: P4 (blanco), P31 (verde de persistencia media) y P39 (verde de gran persistencia)

Combinaciones recomendadas con los componentes bobinados

	Vídeo (TV color) y visualizadores de datos básicos (2000 carácteres)	Visualizadores de datos alfanuméricos de media página (4000 carácteres)	
Tubo monitor	**M24-300 M31-330**	**M24-300 M31-330**	**M31-300 M38-300**
Unidad desviación	**AT1074**	**AT1071/03**	**AT1038/40**
Transformador línea	**AT2140/10**	**AT2102/02**	**AT2102/04**
Control linealidad	**AT4042/39**	**AT4036**	**AT4042/08**
Transformador excitador	**AT4043/56**	**AT4043/56**	**AT4043/59**
Fuente alimentación	9-12 V	12-16 V	20-70 V
MAT	11 kV	16 kV	17 kV

Además de los tubos monitores y componentes bobinados ofrecemos un amplio soporte de circuitos integrados (microprocesadores, memorias, generadores de carácteres, circuitos de interface, etc.) adecuados para realizar las funciones lógicas necesarias.

Electronic components & applications

Volume 1, No. 1, October

incorporating Philips Electronic Applications Bulletin and Mullard Technical Communications

PRX 205

Editorial

Electronic Components and Applications represents the convergence of what were previously separate streams of information: Mullard Technical Communications published in England, and Electronic Applications Bulletin published in Holland. Two streams springing from a common source, for Mullard and Elcoma, the respective publishers, are both members of the Philips organization. Both are concerned with the development and manufacture of electronic components, and both have for a long time addressed their publications to similar audiences. In uniting the two streams our purpose is to enhance the flow of information and make it available to a larger circle of readers.

As manufacturers of one of the widest available ranges of electronic components we recognise a responsibility not only toward our customers but also toward the world of technology at large. The pace at which new electronic devices appear, together with the complexity of many of them, makes it more essential than ever before that there should be an unimpeded flow of information between the manufacturers of those devices and the potential users. Amongst the many channels that flow may take, a technical magazine is certainly one of the most important. The varied and impartial audience with which it enables us to communicate is an essential factor in maintaining the rate of innovation which is so characteristic a feature of electronic technology.

Electronic Components and Applications will derive its content from our research, application and quality-control laboratories, and from our factories: wherever there is knowledge available that will help to keep our readers informed about our products and the best ways of using them. The magazine will address all aspects of contemporary electronics such as telecommunications, data processing, industrial control, and automotive, domestic and consumer electronics. It will strive to present that information concisely and self-sufficiently, and it will have the support of the combined technical publications and data services of Mullard Ltd. and the Elcoma Division of N.V. Philips.

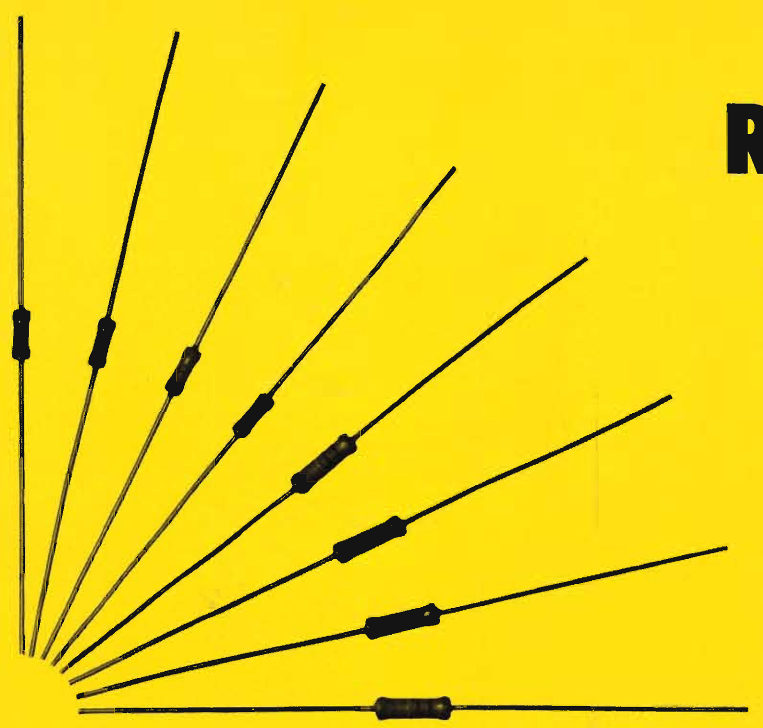
Electronic Components and Applications is intended for equipment designers, laboratories, research organizations, educational establishments, consultants and libraries. It is published four times a year jointly by the Electronic Components and Materials Division of N.V. Philips' Gloeilampenfabrieken, Eindhoven, The Netherlands and Mullard Ltd., London, United Kingdom.

Subscription

Subscription enquiries for Spain should be addressed to:

COPRESA, BALMES, 22 - BARCELONA-7

The subscription rate per volume (four issues) is pts. 1000.

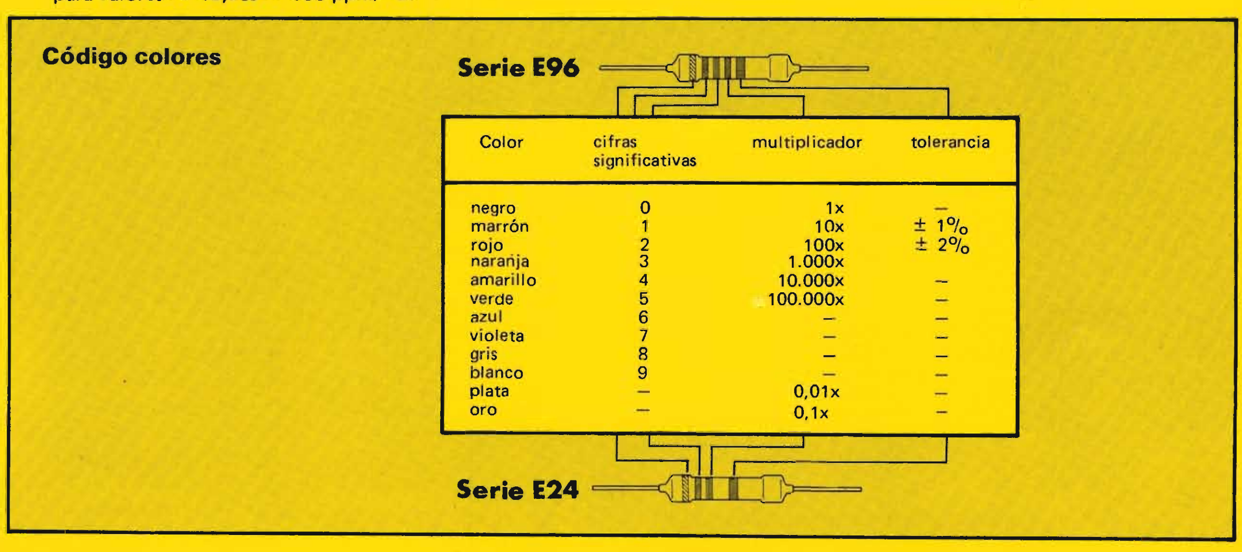


RESISTENCIAS DE PELICULA METALICA LACADAS

Resistencias de tipo profesional también empleadas frecuentemente en equipos domésticos.
Cumplen las normas más estrictas necesarias para equipos de prueba y medida, equipos de comunicación, etc. La laca es no inflamable y resistente a los disolventes normalmente usados.

Tipo	Tensión límite Vef	Disipación máx. a 70°C W	Margen de resistencia	Tolerancia ± %	Serie	Coeficiente de temperatura ± ppm/°C.	Dimensiones (mm) D máx.	L máx.
MR25	250	0,4	4,99 Ω a 681 kΩ 1 Ω a 680 kΩ	1 2	E96 E24	50 * 100	2,5	6,5
MR30	350	0,5	4,99 Ω a 1 MΩ 5,1 Ω a 1 MΩ	1 2	E96 E24	50 * 100	3	10

* para valores ≤ 49,9 Ω = 100 ppm/°C.



Código colores

Serie E96

Color	cifras significativas	multiplicador	tolerancia
negro	0	1x	–
marrón	1	10x	± 1%
rojo	2	100x	± 2%
naranja	3	1.000x	
amarillo	4	10.000x	–
verde	5	100.000x	–
azul	6	–	–
violeta	7	–	–
gris	8	–	–
blanco	9	–	–
plata	–	0,01x	–
oro	–	0,1x	–

Serie E24



Revista "Miniwatt"



Vol. 18 · Núm. 4

50 Ptas.

Componentes para microondas: circuladores y aisladores unilaterales



VOLUMEN 18 - Número 4

ABRIL 1979

INDICE

PUBLICADA POR COMPAÑIA DE PRODUCTOS ELECTRONICOS "COPRESA", S. A.

SUSCRIPCION ANUAL (11 números). . . 450 Ptas.
GASTOS ENVIO CONTRA-REEMBOLSO . 30 Ptas.
CAMBIO DOMICILIO . . . . 25 Ptas.

Depósito Legal: B.18.387-61

GRAFESA - Nápoles, 249 - Barcelona

Transmisión de datos: introducción

El propósito de este artículo es dar al lector las bases necesarias para la comprensión de los elementos de un sistema de transmisión de datos. Estos elementos incluyen canales de comunicación, modos de transmisión, acondicionamiento de líneas, modems (moduladores/demoduladores), técnicas de modulación, interfaces de comunicación, procesadores de comunicación, configuraciones de enlace de datos, códigos de información y protocolos.

Debido a la extensión del tema, este artículo se publicará en varias partes. En esta primera parte se hace una introducción y se estudian los canales y medios de comunicación.

El término *transmisión de datos* se refiere a la transferencia electrónica de datos o de información codificada de un punto a otro. Este término, tal como se emplea en este artículo, reune todos los elementos físicos, sistemas y procedimientos necesarios para la transmisión y recepción de datos entre dos o más puntos.

La amplia extensión del empleo de computadores para el proceso de información de terminales interactivos y de sistemas basados en sensores remotos ha estimulado el crecimiento de la industria de transmisión de datos. Los usuarios de una red de transmisión de datos pueden obtener la información mucho más rápido que si empleasen el correo o cualquier otro sistema análogo. Así, los datos pueden ser procesados en cuanto estén disponibles para proporcionar resultados instantáneos y un rápido servicio. El empleo de un sistema de transmisión de datos implica el empleo de redes amplias y extensamente distribuidas. En la tabla 1 se enumeran las aplicaciones típicas.

Los equipos empleados en transmisión de datos que incorporan circuitos LSI (integración a gran escala) incluyen:

- terminales inteligentes que proporcionan la relación hombre-máquina;
- controladores de terminal que acoplan los terminales o periféricos a las líneas de comunicación;
- multiplexadores de división de tiempo que reunen varias líneas de transmisión de baja velocidad en una sola de elevada velocidad;
- concentradores remotos de datos que acoplan los mensajes de las líneas de baja velocidad y los multiplexa sobre las líneas de elevada velocidad;
- modems (moduladores-demoduladores) cuya misión es convertir la información digital transmitida en una portadora modulada y efectuar la reconversión en la recepción;
- procesadores de los terminales de entrada que controlan las líneas de comunicación con un ordenador que no pertenece al sistema;
- equipos de comprobación de la transmisión que diagnostican los fallos en las líneas de comunicación o en los modems.

El proceso de transmisión de datos necesita generalmente al menos cinco elementos: un transmisor o fuente de información; un mensaje; un interface; un canal de comunicación o enlace; y un receptor de la información transmitida. A menudo se necesita un interface de transmisión de datos para hacer compatible la serie de datos codificados en binario con el canal de comunicación. Esto se ilustra en la figura 1.

CANALES Y MEDIOS DE COMUNICACION

Un canal o enlace de comunicaciones se define como un camino para la transmisión de la señal eléctrica entre



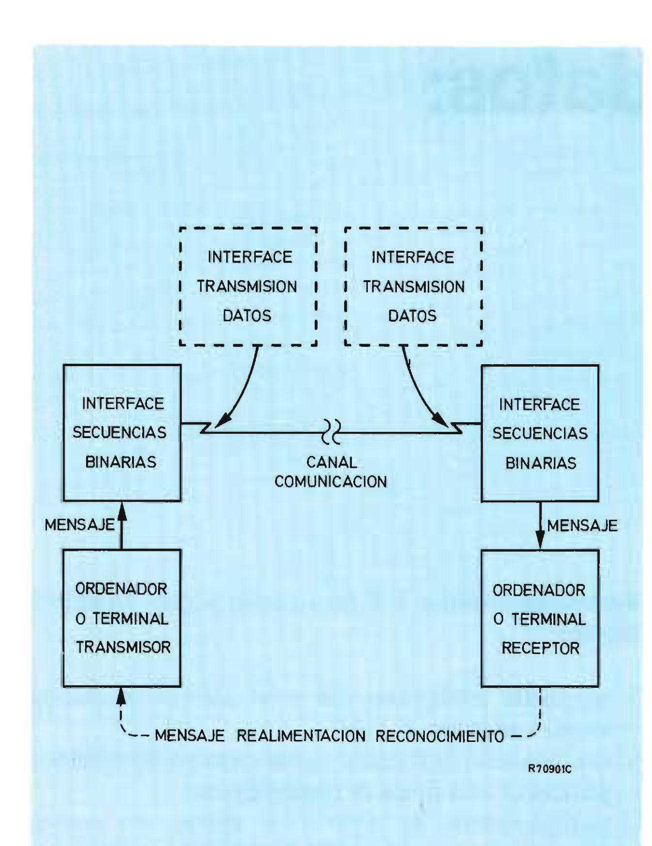


Figura 1. Elementos del proceso de transmisión de datos.

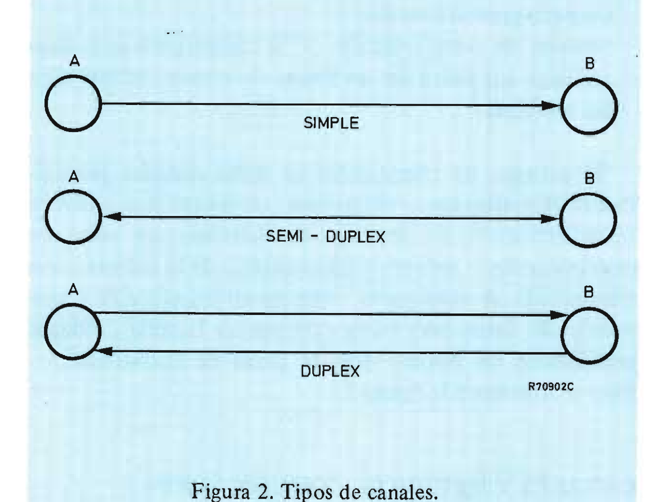


Figura 2. Tipos de canales.

dos o más estaciones o terminales. Puede consistir en un simple cable, en un grupo de cables, un cable coaxial o una determinada zona del espectro de radiofrecuencia. La misión de un canal es transmitir la información de un lugar a otro. Todos los canales poseen limitaciones en sus capacidades de manejo de la información, dependiendo de sus características eléctricas y físicas.

Tipos de canales

Los tres tipos básicos de canales son: simple, semi-duplex y duplex. Como ejemplo de cada uno de ellos, considérese la transmisión entre los puntos A y B de la figura 2.

La transmisión entre A y B solamente y no entre B y A constituye un canal simple. Estos canales se emplean en configuraciones de lazo, tales como terminales de comprobación en supermercados.

La transmisión de A a B y también de B a A, pero no simultáneamente, constituye un canal semi-duplex. Si se emplea un circuito de dos hilos, habrá que girar la línea para invertir el sentido de la transmisión. Se puede eliminar el giro de la línea mediante el empleo de un circuito de cuatro hilos.

La transmisión de A a B y de B a A simultáneamente describe un canal duplex. A pesar de que en la mayoría de los casos se emplean cuatro hilos, un circuito de dos hilos puede soportar transmisiones duplex si el espectro de frecuencias está subdividido en canales de recepción y de transmisión.

Normalmente, los tres tipos de canales están disponibles. El canal semi-duplex se puede emplear en la forma simple mediante una adecuada elección de los terminales, de manera que esté fijado el sentido de la transmisión, es decir, sólo un terminal transmisor conectado a un sólo terminal receptor.

Ancho de banda del canal

Además del sentido de la transmisión, un canal se caracteriza por su ancho de banda. En general, se puede decir que a mayor ancho de banda del canal, mayor velocidad de transmisión. Esta velocidad se mide normalmente en términos del número de elementos de señal de la línea por segundo, relación que se conoce como velocidad de transmisión de bauds. Si un elemento de señal representa uno de los dos estados binarios, la velocidad de transmisión de bauds es igual a la velocidad de transmisión de bits. Cuando se representan más de dos estados, como en el caso de modulación a varios niveles, la velocidad de transmisión de bits es mayor que la velocidad de transmisión de bauds.

La gama de canales incluye: línea privada, de banda

ancha, servicio de datos digitales, de distancia limitada, señales sonoras, señales infrasonoras y telegrafía. En la tabla 2 se dan sus características.

Transmisión digital y analógica

La transmisión digital se puede aplicar tanto a datos digitales como a señales analógicas. En ambos casos, la información se envía por el canal de comunicación como una sucesión de impulsos. Cuando el ruido y la distorsión tienden a destruir la integridad de esta sucesión de impulsos, éstos son detectados y regenerados. Si el proceso de regeneración se efectúa de forma adecuada, la señal recibida será una réplica exacta de la señal transmitida.

Los impulsos transmitidos por una línea de transmisión son distorsionados por efecto de la capacidad de la línea, de su inductancia y de las fugas. A mayor longitud de la línea o mayor velocidad de los impulsos, mayor dificultad de interpretar la señal recibida. Esta degradación de la señal es la razón por la que se utilizan repetidores regenerativos separados 1 milla como medios de transmisión digital de datos.

Se pueden transmitir impulsos en distancias cortas (desde 15,25 m hasta 10 millas) mediante el empleo de cables privados o pares de cables con portadora común. Esto se refiere a una transmisión en banda de base y normalmente requiere receptores y excitadores de línea en cada terminal de la línea. Las comunicaciones a mayor distancia requieren el empleo de medios de transmisión digital o circuitos provistos de portadoras comunes (portadoras moduladas).

En *la transmisión analógica,* se envían por la línea de comunicación una gama continua de amplitudes de señal o frecuencias. Para mantener la calidad de la señal se emplean amplificadores lineales. La red telefónica alimentada mediante portadoras comunes utiliza medios de transmisión analógica para dar servicio a la mayoría de los usuarios de la transmisión de datos. Para acoplar los canales analógicos de voz a los terminales digitales y a los ordenadores, se emplea un dispositivo denominado MÓDEM (modulador-demodulador). En un MODEM, la información digital se emplea para modular una señal portadora que pasa a través de la red telefónica tal como ocurre con la señal de voz. En el terminal receptor, la señal es demodulada de nuevo en forma digital.

Líneas para señales sonoras

Las líneas telefónicas para señales sonoras están disponibles gracias a la red de conmutación pública: líneas privadas en alquiler sin condicionamientos y líneas privadas en alquiler con condicionamientos. A pesar de que el ancho de banda (35 kHz ó 2.400 bauds) es el mismo para los tres casos, las velocidades efectivas de transmisión son diferentes debido a las diferentes especificaciones para el ruido de la señal, para la atenuación de la amplitud y para la distorsión del retardo de la envolvente.

Líneas patrón y en alquiler

Las líneas patrón son dos pares de hilos alimentados mediante portadoras comunes en la red telefónica de conmutación. La mayoría de estas líneas se emplean a veces para funcionamiento en semi-duplex, a pesar de que el empleo de modems que dividen la banda de frecuencias puede facilitar el funcionamiento en duplex a 1.200 bits por segundo. Se necesita una unidad de autollamada o autorespuesta en los casos en los que el funcionamiento no está atendido.

Una de las mayores ventajas de las líneas patrón es que se puede llegar a cualquier punto de la red mundial telefónica. Además, los costes de la comunicación están limitados al tiempo real en el que la línea está siendo empleada.

Existen cuatro importantes problemas asociados con la red de conmutación. En primer lugar, las líneas pueden ser ruidosas. Mientras que el cerebro humano puede interpretar lo que se está diciendo a través de una línea telefónica a pesar de la interferencia producida por cualquier tipo de ruido, los ordenadores y terminales pueden fácilmente no entender o malinterpretar los datos que se están transmitiendo. Una segunda consideración es la distorsión del retardo producida por los diferentes componentes de frecuencia de una señal que está siendo transmitida por el medio de transmisión a una velocidad no uniforme. El resultado puede ser la recepción de datos erróneos. En tercer lugar, la red de conmutación necesita tiempos de conexión, de desconexión y de giro de la línea, lo que limita la capacidad de transmisión de datos del sistema. La cuarta desventaja es la relativamente baja fiabilidad del equipo de conmutación telefónico. A menudo es imposible obtener una conexión o incluso lograr el tono patrón de marcar.

A pesar de resultar más caras que las líneas patrón, las líneas privadas en alquiler logran evitar los problemas que afectan a la red de conmutación. Sus ventajas básicas son: rápida disponibilidad y libertad de empleo, costos mensuales fijos, mejor calidad en los datos transmitidos, así como mayores velocidades de transmisión y mayor capacidad de transmisión. Las líneas en alquiler son generalmente circuitos de cuatro hilos para funcionamiento semi-duplex o duplex. Es posible la transmisión y recepción simultáneas y se elimina el giro de la línea. Las desventajas fundamentales de las líneas en alquiler son el elevado costo y el hecho de que la línea esté conectada solamente a una localidad. Sin embargo, si las

Tabla 1. *Aplicaciones de la transmisión de datos.*

Aplicaciones	Ejemplos específicos	Características
Entrada y recolección de datos de una fuente	Datos del estado de ventas, eontrol de inventario, pago de nóminas	Recolección de transaceiones varias veces por día o por semana. El mensaje de respuesta directa no aparece para cada transacción
	Sistema de puntos de venta, reservas en compañías aéreas	Las gestiones se efectúan frecuentemente (cada poeos segundos), dándose la respuesta al cabo de pocos minutos
Proceso remoto Entrada remota de señales	Lectura y escritura de excesos de velocidad de vehículos en ciudad; forma económiea de acceder a ordenadores distantes	Las gestiones están normalmente agrupadas y requieren tiempos variables de proceso, desde minutos a horas. La entrada y salida para cada gestión puede ser de segundos o minutos
Información de cobros	Verificación de cheques, estado de cuentas corrientes, sistemas de información para hospitales, servicios sociales, etc.	Volumen de caracteres relativamente bajo por gestión de entrada. Se requiere una respuesta al cabo de unos segundos. La longitud de los mensajes puede ser muy variable según la aplicación
Conversaciones en tiempo compartido	Resolución de problemas en general, cálculos en diseños de ingeniería, edición de textos	Generalmente se requiere una respuesta al cabo de pocos segundos
Conmutaeión de mensaje	Entrega electrónica de correo interno en empresas y distribución de memorias	Margen necesario del tiempo de respuesta entre minutos y horas
Adquisición y control del proceso de datos en tiempo real	Control numérieo de máquinas herramienta, lectura de medidores y calibradores remotos	Los sensores remotos se muestrean eonstantemente y gobiernan los resultados en intervalos de tiempo variables
Intereambio de datos entre procesadores	Procesador, programa y cualquier tipo de aplicaciones que impliquen comunieación entre ordenadores	Las llegadas esporádicas de datos, consistentes en grandes bloques de datos que requierau transmisión a otras unidades procesadoras necesitan milisegundos

Tabla 2. *Características del canal de acuerdo con el ancho de banda*

Tipo de canal	Interface	Velocidades transmisión (bits/segundo)	Aplicaciones
Línea privada	DMA, excitadores/receptores de línea	1 M – 2 M	Enlace ordenador-ordenador
Banda ancha	Modems de banda aneha	19,2 K – 230,4 K	Multiplexado canales telefónicos
Servicio de datos digitales	Unidad de Servicio de Datos	2,4 K – 56 K	Enlace computador-terminal
Distancia limitada	Modems de pequeña ganancia	0 – 19,2 K*	Comunieación en la misma planta
Señales sonoras	Modems asíncronos	0 – 1,8 K/2,4 K	Colección datos. Control procesos
	Modems síncronos	2 K – 4,8 K/9,6 K	Cintas magnéticas, redes de ordenador
Señales infrasonoras	Modems de baja velocidad	150 – 200	Teletipos, colección datos
Telegrafía	Señalización c.c.	45 – 75	TWX, TELEX

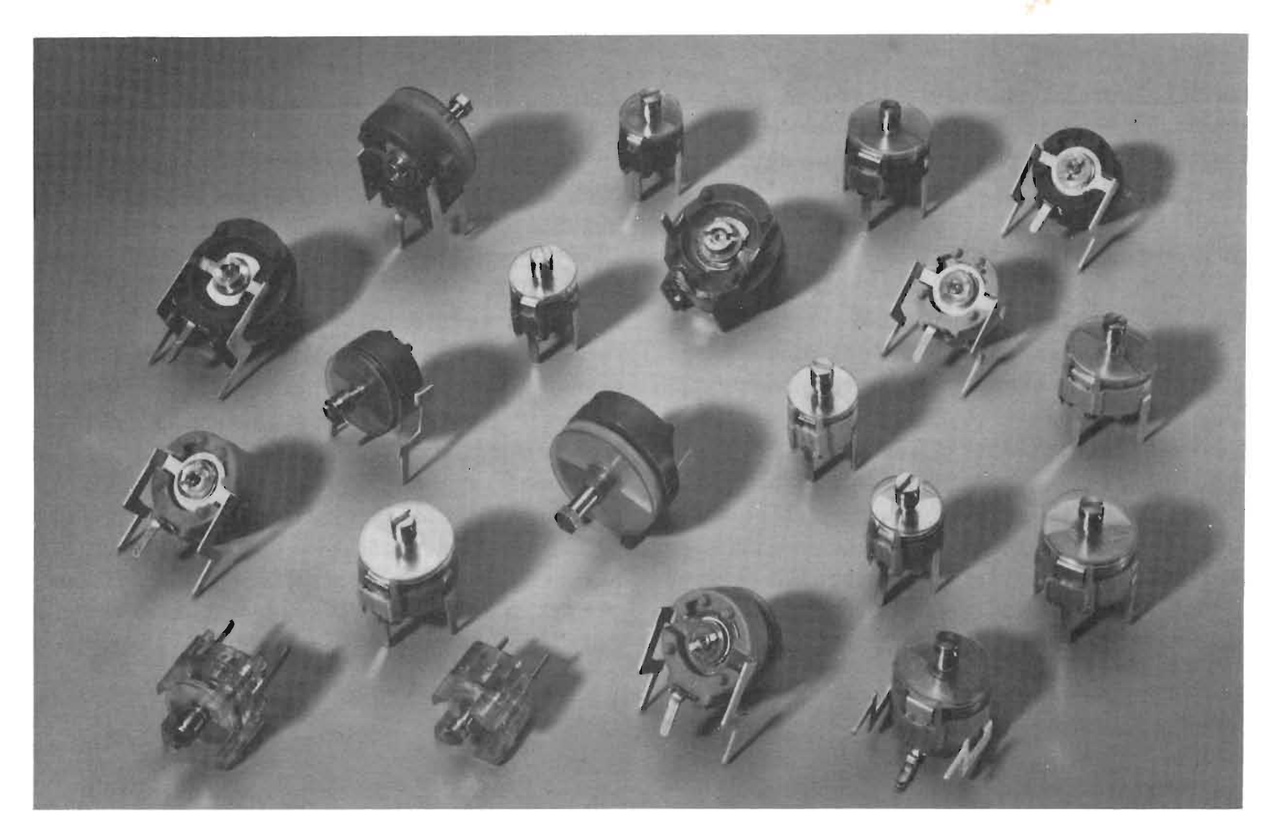
* Nota: Algunas unidades de elevada velocidad pueden obtener velocidades de 230,4 kbits/segundo.

peticiones de telecomunicación del usuario requieren gran volumen, excelente calidad y alta velocidad entre dos puntos, la mejor elección es una línea en alquiler.

Servicio de datos digitales

En Estados Unidos se ha desarrollado una red de transmisión de datos en la que la tasa de errores es extremadamente baja, con elevadas velocidades de transmisión y bajos costos. Conocida en la actualidad como Dataphone Digital Service (DDS), esta red está disponible en 24 ciudades, y ha recibido recientemente el visto bueno por parte de la FCC para su instalación en otras 40. Se logra unir dos puntos en duplex con un servicio de línea privada a una velocidad de transmisión de 2; 4; 4,8; 9,6 ó 56 kilobits por segundo. Se emplea una modulación codificada de impulsos sobre una combinación integrada de distribución local, líneas de longitud intermedia (portadoras T_1 y T_2) y medios de gran recorrido. Se disponen repetidores regenerativos espaciados algunos miles de pies en los lazos locales para rehacer el tren de impulsos digitales. La unidad básica de interface para el DDS es una Unidad de Servicio de Canal (Chanel Service Unit (CSU)).

La tasa media de error será menor que un error por cada 10^7 bits transmitidos. Además, el sistema DDS estará disponible un 99,95% del tiempo. Desgraciadamente, las tarifas que se deben aplicar, así como algunos problemas en la regulación han sido las razones por las cuales se ha tenido que posponer la implantación del sistema DDS. En el caso de que las necesidades del usuario se centren en el enlace analógico de dos localidades en las que no se puede emplear el DDS (con modems convencionales en cada uno de los extremos), deberán emplear cuatro modems y dos líneas en alquiler. ■



CONDENSADORES AJUSTABLES MINIATURA CON DIELECTRICO DE PELICULA

Los condensadores ajustables miniatura con dieléctrico de película están especialmente diseñados para usar en circuitos impresos, por ejemplo en equipos de radio y televisión.

Debido a su buena estabilidad pueden ser utilizados igualmente en equipos industriales.

Tipo	Máx. C mín. garantizada ((pF)	Mín. C máx. garantizada (pF)	Diámetro (mm)	Coeficiente temperatura (ppm/°C)	Tensión (V)	Color
C80811558	1,4	5,5	7,5	–400 ± 300	250	gris
C80811109	2	10	7,5	–200 ± 300	250	amarillo
C80811159	2	15	7,5	–200 ± 350	250	azul
C80811229	2	22	7,5	–250 ± 350	250	verde
C80811279	2	27	7,5	–250 ± 300	250	rojo
C80831409	5,5	40	10	–150 ± 350	250	gris
C80831659	5,5	65	10	–200 ± 300	250	amarillo
C80831809	6	80	10	–100 ± 300	250	rojo
C80841121	11	120	13,5	0 ± 200	150	verde

Uso de diodos de recuperación muy rápida en fuentes de alimentación conmutadas

Los diodos epitaxiales de recuperación muy rápida son indispensables en las fuentes de alimentación conmutadas modernas. En este artículo se estudian las propiedades de una serie de diodos de este tipo y se dan tablas que facilitan su elección. Se incluyen como ilustración algunos ejemplos de aplicación.

1. INTRODUCCION

Las fuentes de alimentación conmutadas alimentadas directamente de la red funcionan generalmente a frecuencias comprendidas entre 20 kHz y 50 kHz y por tanto necesitan diodos de salida muy rápidos. Los diodos epitaxiales de recuperación muy rápida son ideales para ser utilizados como diodos de salida en este tipo de fuentes de alimentación; sus propiedades son:

- tiempo de recuperación extremadamente corto, permitiendo su utilización en circuitos de conmutación de elevada velocidad;
- baja corriente de pico de recuperación inversa y pequeña carga almacenada, que minimizan los picos de corriente y las pérdidas de recuperación inversa;
- caída no brusca de la corriente de recuperación inversa de modo que se reducen las interferencias de r.f. y los transitorios, lo que hace sea más fácil de lograr la supresión de transitorios;
- baja tensión directa, aproximadamente 0,8 V a la corriente nominal del diodo, de forma que se reduce la disipación de potencia en el diodo, lo que hace que aumente el rendimiento (pérdidas de potencia en una fuente de alimentación conmutada debidas a las pérdidas en la conducción del diodo = tensión directa del diodo X corriente de salida), logrando que los radiadores sean de tamaño más pequeño y por lo tanto más pequeño el tamaño de la fuente de alimentación.

Los diodos epitaxiales de recuperación muy rápida tienen unas tolerancias pequeñas de sus parámetros de modo que presentan un comportamiento claramente predecible al aplicarlos.

Los diodos epitaxiales de recuperación muy rápida BYW29, BYW30, BYW31 y BYW92 tienen corrientes medias comprendidas entre 7,6 A y 40 A, para funcionamiento con onda cuadrada y tiempos máximos de recuperación inversa comprendidos entre 35 ns y 50 ns. Están agrupados en los grados de 50 V, 100 V y 150 V y son de vidrio pasivado para una buena estabilidad a largo plazo.

2. TECNOLOGIA Y CONSTRUCCION

La tecnología epitaxial ofrece algunas ventajas sobre el proceso convencional de doble difusión normalmente utilizado para rectificadores rápidos. Básicamente, permite un control más preciso de la geometría del dispositivo, en particular de la profundidad de la unión y de la anchura de la capa central. Un control de este tipo es esencial para obtener una baja variación de la tensión directa y del tiempo de recuperación inversa.

Las principales etapas de la fabricación de un diodo epitaxial de recuperación muy rápida se muestran en la figura 1. La utilización de material epitaxial en la capa central (o base) y la necesidad de una única difusión para la formación de la unión permite un control preciso del perfil de difusión del dispositivo y asegura la estabilidad de los parámetros del dispositivo. Las variaciones en las características de los diodos epitaxiales son por lo tanto pequeños en comparación con los tipos de doble difusión.

En la figura 2 se comparan los perfiles de difusión de

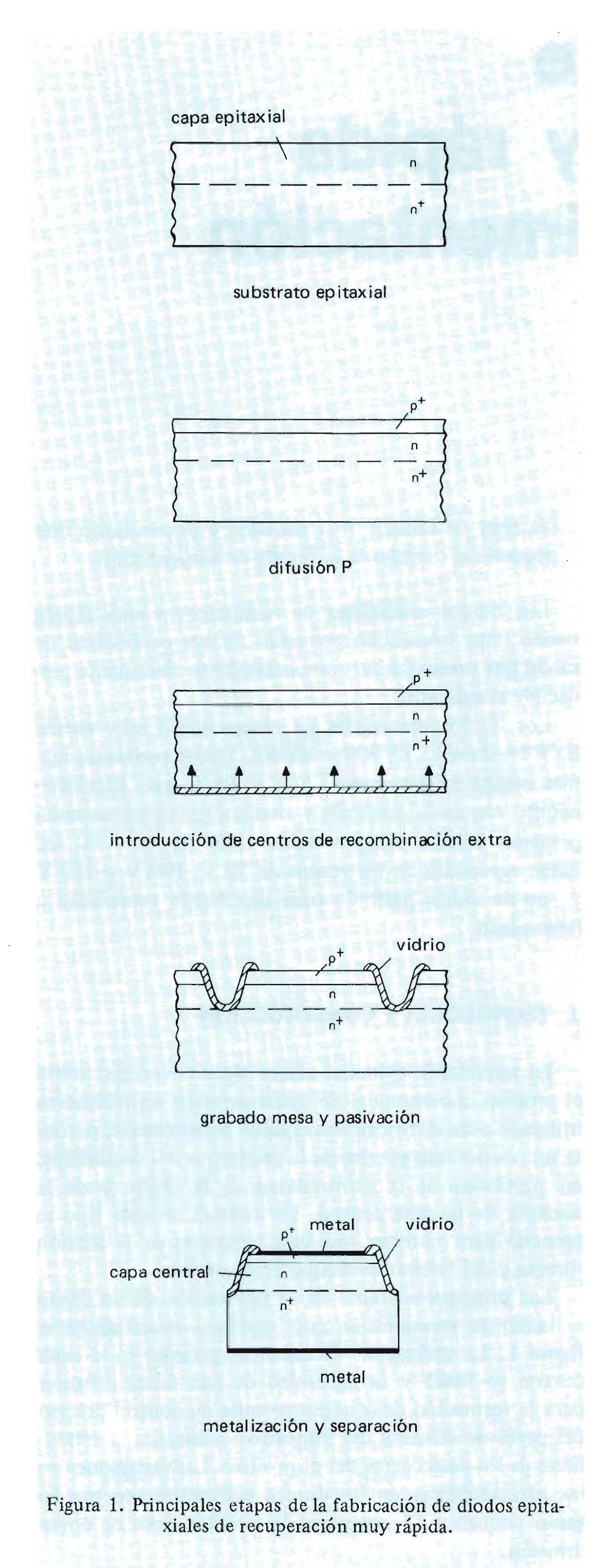


Figura 1. Principales etapas de la fabricación de diodos epitaxiales de recuperación muy rápida.

un diodo epitaxial y de un tipo de doble difusión comparable. El perfil del diodo epitaxial es mucho más preciso y brusco que el de doble difusión. En cualquier rectificador de unión PN que funciona con elevada corriente, la inyección de portadores en la capa central se efectúa tanto desde las regiones P^+como N^+. Esto ayuda a mantener una baja tensión directa. La eficacia de la inyección de portadores está relacionada con la pendiente del perfil de difusión; debido a sus perfiles en forma de escalón, los diodos epitaxiales tienen una elevada eficiencia de inyección y por tanto una tensión directa baja.

La distancia que los portadores inyectados recorren antes de recombinarse se denomina longitud de difusión. Se puede conseguir otra reducción de la caída de tensión directa asegurando que el ancho de la capa central sea inferior que la longitud de difusión. Esto permite aprovechar al máximo la modulación de la conductividad, fenómeno que se presenta con corrientes elevadas. Sin embargo, la capa ventral no debe hacerse demasiado estrecha o de lo contrario el dispositivo no cumplirá las características de tensión inversa. Por lo tanto, es necesario establecer un compromiso que se puede lograr con un estrecho control del perfil en el proceso epitaxial.

Para lograr la velocidad necesaria para el funcionamiento en fuentes conmutadas, es necesario "activar" el dispositivo; es decir, introducir centros de recombinación en la región de la capa central para aumentar el atrapado de portadores. Sin embargo, esto reduce la longitud de difusión, factor que entra en conflicto con los requisitos de la modulación de la conductividad. Se consigue otro compromiso eligiendo la temperatura de "activado" de forma que se obtengan valores bajos de la tensión directa y del tiempo de recuperación inversa.

Otra ventaja del proceso epitaxial es que el perfil bien definido permite un estrecho control de la carga almacenada (Q_S). El dispositivo convencional de doble difusión tiene inferior profundidad de la unión bien definida y del ancho de la capa central, y no permite el mismo grado de control de Q_S.

Esta unión poco profunda se estabiliza depositando vidrio en los bordes de la capa epitaxial (figura 1). Esta pasivación con cristal tiene muchas ventajas. Primero, protege con cristal inerte los bordes de la unión de la contaminación prematura. Segundo, los dispositivos pueden ser probados antes de cortados, lo que permite el control de calidad antes de encapsularlos. Finalmente, las pruebas de fiabilidad a largo plazo muestran que los dispositivos pasivados con cristal son muy estables.

3. POR QUE DIODOS EPITAXIALES DE RECUPERACION MUY RAPIDA

Las figuras 3, 4 y 5 muestran comparaciones entre diodos de recuperación rápida convencionales (de doble

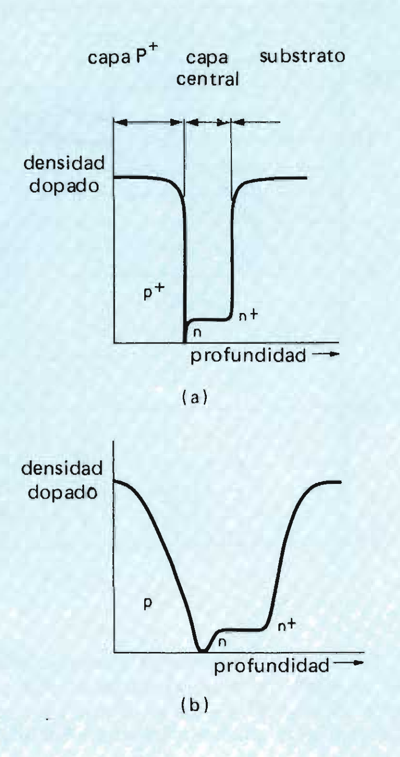


Figura 2. Comparación de los perfiles de difusión: (a) diodo epitaxial de recuperación muy rápida; (b) diodo convencional de recuperación rápida (doble difusión).

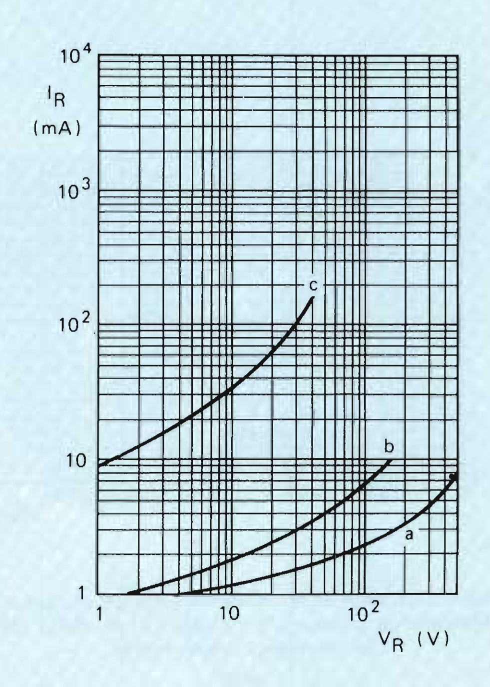


Figura 4. Gráfico de I_R en función de V_R para (a) un diodo convencional de recuperación rápida, (b) un diodo epitaxial de recuperación muy rápida, (c) un diodo de barrera Schottky.

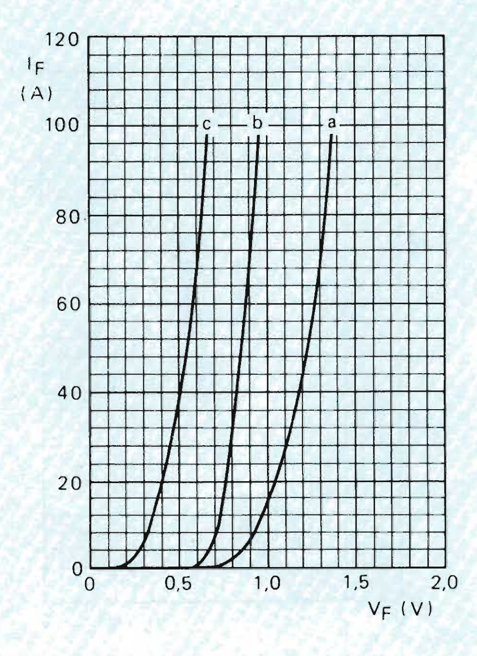


Figura 3. Gráfico de I_F en función de V_F para (a) un diodo convencional de recuperación rápida, (b) un diodo epitaxial de recuperación muy rápida, (c) un diodo de barrera Schottky.

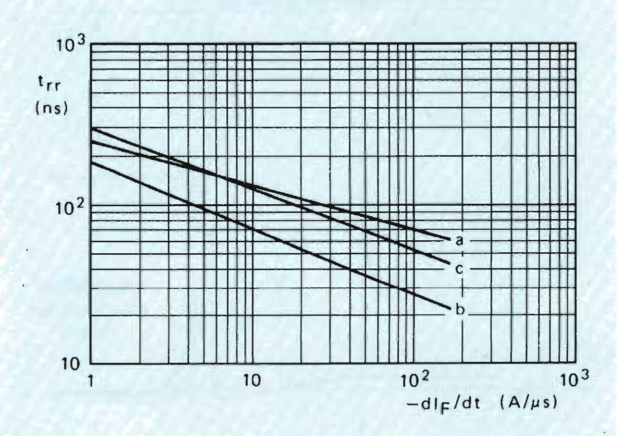


Figura 5. Gráfico de t_{rr} en función de $-dI_F/dt$ para (a) un diodo convencional de recuperación rápida, (b) un diodo epitaxial de recuperación muy rápida, (c) un diodo de barrera Schottky (predominio del efecto de la capacidad de la unión).

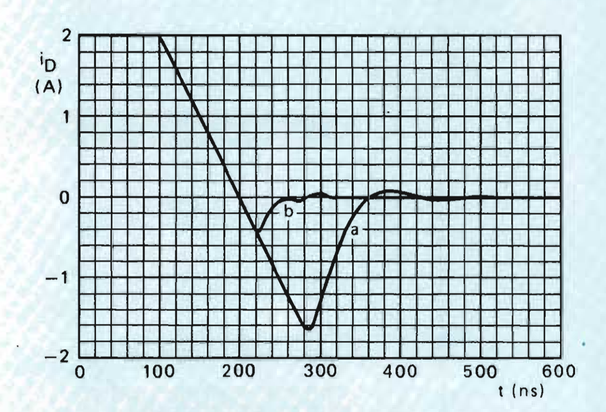


Figura 6. Corriente de recuperación inversa para (a) un diodo convencional de recuperación rápida, (b) un diodo epitaxial de recuperación muy rápida.

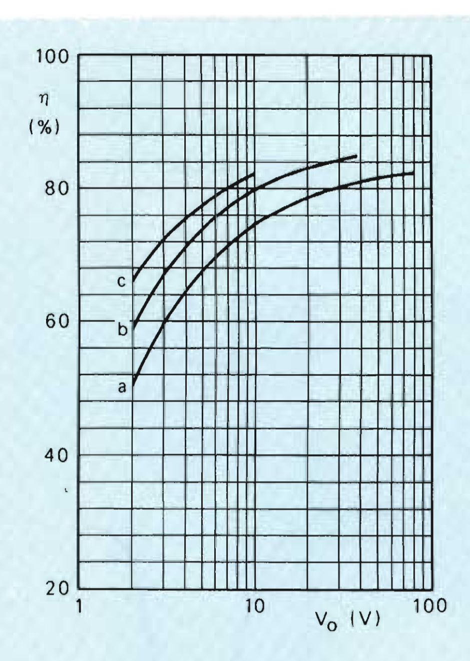


Figura 7. Eficiencia del convertidor directo η en función de la tensión de salida V_0 para (a) un diodo convencional de recuperación rápida, (b) un diodo epitaxial de recuperación muy rápida, (c) un diodo de barrera Schottky.

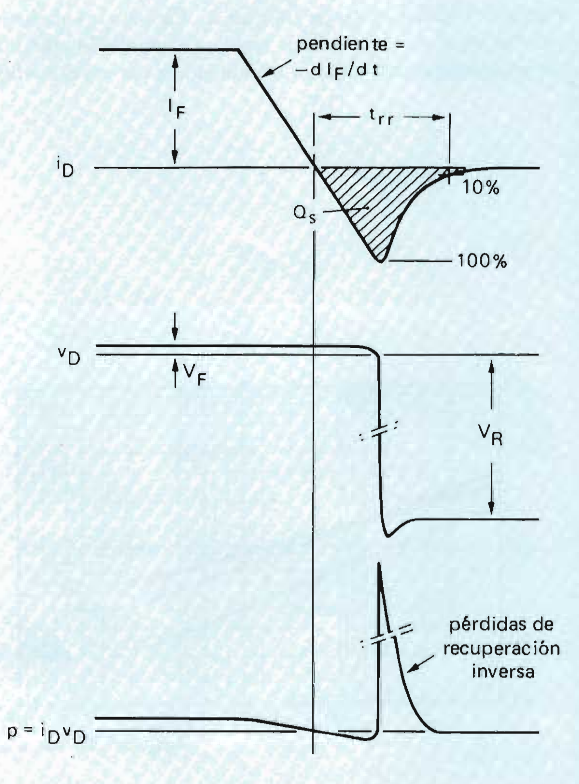


Figura 8. Formas de onda de la corriente de recuperación inversa del diodo; t_{rr} = tiempo de recuperación inversa, Q_S = carga almacenada, $-dI_F/dt$ = velocidad de caída de la corriente directa.

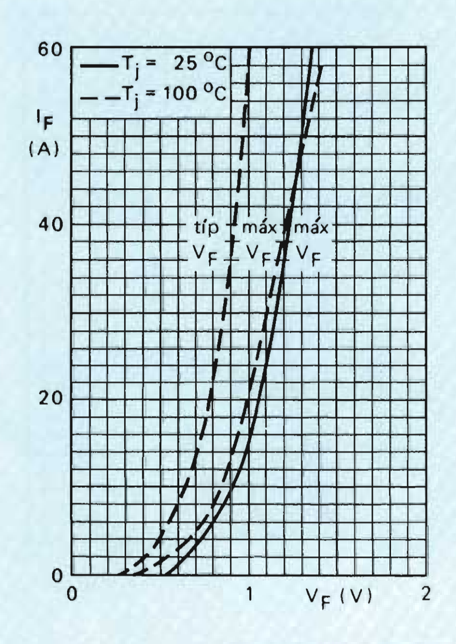


Figura 9. Característica $I_F - V_F$ del diodo BYW30.

difusión), diodos epitaxiales de recuperación muy rápida y diodos de barrera Schottky. La figura 6 muestra las formas de onda de recuperación inversa de los dos primeros tipos y la figura 7 ilustra la eficiencia de un convertidor directo para diferentes tipos de diodos. Como explicación, la figura 8 define la velocidad de caída de la corriente directa $-dI_F/dt$, el tiempo de recuperación inversa t_{rr} y la carga almacenada Q_s. Como se muestra, el diodo no bloqueará la tensión inversa antes de que la corriente inversa empiece a caer a cero; en este instante, la mayoría de portadores de carga han sido extraidos de la capa central por la corriente inversa y los restantes desaparecerán por recombinación y por captura. El flujo de corriente de recuperación inversa durante el aumento de la tensión inversa es el responsable de la mayor parte de las pérdidas de recuperación inversa; véase el pico de la forma de onda de la disipación de potencia. Para minimizar estas pérdidas, tanto Q_s como t_{rr} deben tener un valor bajo.

Se pueden sacar las siguientes conclusiones:

– *Los diodos de recuperación rápida convencionales* tienen una tensión V_F elevada (1,2 V típ.) lo que afectará a la eficiencia, especialmente con tensiones de salida bajas.
– *Los diodos de barrera Schottky* tienen el valor más bajo de V_F (0,5 V típ.) pero no pueden ser utilizados con tensiones de salida superiores a 10 V debido a que su tensión inversa está limitada (a 40 V).
– *Los diodos epitaxiales de recuperación muy rápida* tienen una V_F aceptablemente baja (0,8 V típ); tienen un valor t_{rr} corto y una carga Q_s baja y por tanto pequeñas pérdidas de recuperación inversa y pueden ser utilizados con tensiones de salida de aproximadamente 30 V. Por lo tanto, los diodos epitaxiales de recuperación muy rápida tienen su área de aplicación más extensa en fuentes de alimentación conmutadas.

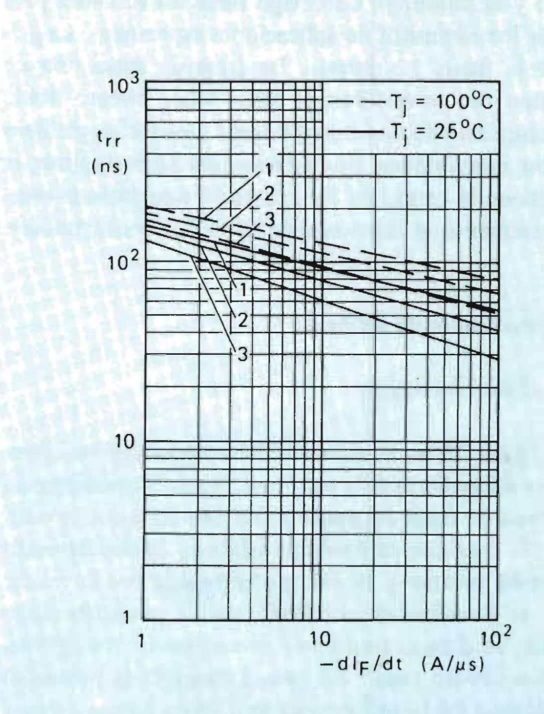


Figura 10. Máximo t_{rr} en función de $-dI_F/dt$ para los diodos BYW29 y BYW30. Líneas 1: I_F = 10 A; líneas 2: I_F = 5 A; líneas 3: I_F = 1 A.

4. RESUMEN DE DATOS DE LOS DIODOS EPITAXIALES DE RECUPERACION MUY RAPIDA

La tabla 1 es un resumen de las especificaciones más importantes de los diodos de recuperación muy rápida. La tecnología de pasivación con cristal proporciona estabilidad en las fugas. Las figuras 9 a 11 muestran algunas gráficas del diodo tipo BYW30.

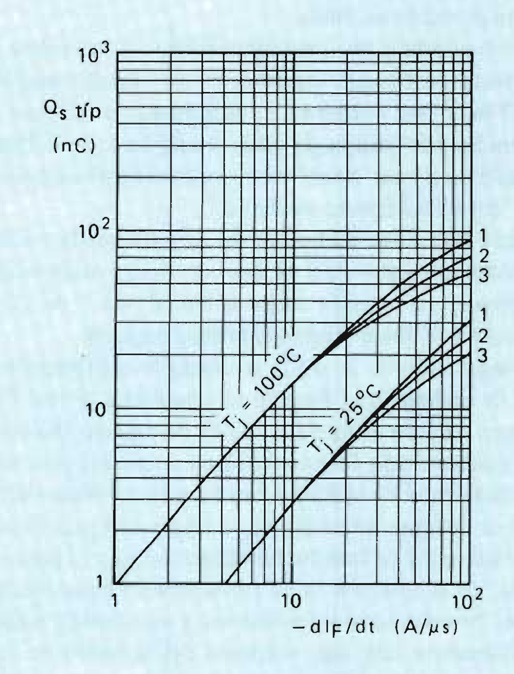


Figura 11. Valor de Q_s típico en función de $-dI_F/dt$ para BYW30. Líneas 1: I_F = 10 A; líneas 2: I_F = 5 A; líneas 3: I_F = 2 A.

5. UTILIZACION DE LOS DIODOS EPITAXIALES DE RECUPERACION MUY RAPIDA EN FUENTES DE ALIMENTACION CONMUTADAS

Los tres tipos básicos de convertidores utilizados en fuentes conmutadas son el convertidor *de retroceso,* el

directo y el *simétrico*. Cada tipo tiene sus variantes para cumplir los requisitos de aplicaciones específicas. La gráfica de la figura 12 muestra las áreas de aplicación de cada tipo de convertidor; el convertidor directo doble está compuesto de dos convertidores directos en paralelo que son conmutados alternativamente para duplicar la potencia en la carga. En los apartados siguientes se estudia brevemente el funcionamiento de los convertidores.

5.1. Convertidor de retroceso

5.1.1. Funcionamiento

La figura 13 es el esquema del convertidor de retroceso con aislamiento de la red. En la figura 14 se muestran las formas de onda del convertidor. Mientras que el transistor *TR* conduce, el diodo de salida D_1 está polarizado en sentido inverso y la energía entregada por la fuente de c.c. se almacena en el transformador que actúa como inductor de choque (corriente aumentando en el primario). Tan pronto como *TR* pasa a bloqueo, la polaridad de la tensión del transformador se invierte para mantener la corriente inductiva haciendo que D_1 conduzca. Entonces, mientras *TR* está bloqueado (período de "retroceso"), toda o parte de la energía almacenada en el inductor de choque (transformador) es suministrada a la carga (corriente disminuyendo en el secundario). El condensador C_0 filtra el rizado de salida.

Hay dos modos de funcionamiento, con corriente en el inductor de choque (transformador) ininterrumpida, figura 14a, y con corriente en el inductor de choque interrumpida. Las formas de onda triangulares de la figura 14b ilustran el caso límite entre ambas (funcionamiento como "convertidor auto-oscilante").

La red de subida lenta C_1RD_2 asegura que la tensión de colector no aumentará al valor de V_{CEO} antes de que la corriente de colector haya caido al valor de corte (requisitos del área de funcionamiento seguro).

La regulación de la salida se consigue controlando el factor de trabajo o la frecuencia o ambas a la vez. Con el primer método se varía el factor de trabajo (frecuencia de conmutación del convertidor constante) para estabilizar la tensión de salida; se tendrá una corriente del inductor de choque interrumpida o ininterrumpida dependiendo del valor de la inductancia de choque. El segundo método, de adaptación de la frecuencia de conmutación (tiempo de conducción del transistor constante), trabaja invariablemente con una corriente del inductor de choque interrumpida. Con el tercer método (variación del tiempo de conducción del transistor y de la frecuencia de conmutación) el convertidor funciona en el caso límite.

El convertidor de retroceso es sencillo pero tiene una elevada corriente de rizado en la salida debido a que D_1

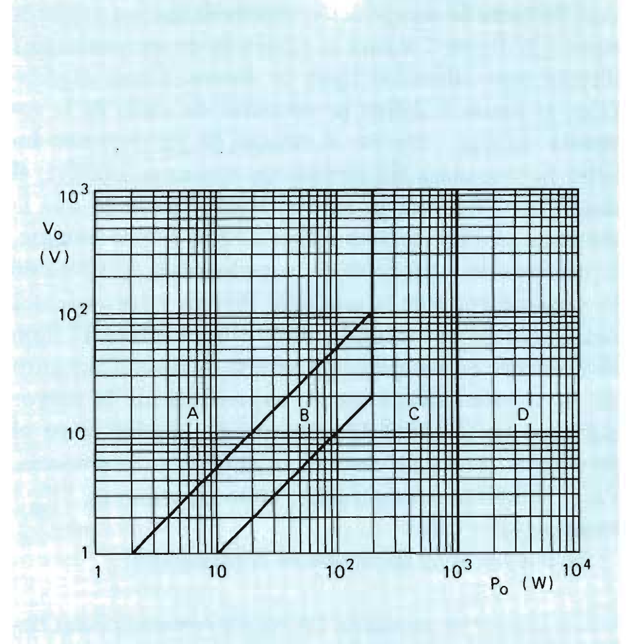


Figura 12. Areas de aplicación de las fuentes de alimentación conmutadas alimentadas por la red. Area A: convertidor de retroceso; área B: convertidores directo y de retroceso; área C: convertidores directo y simétrico; área D: convertidores directo doble y simétrico.

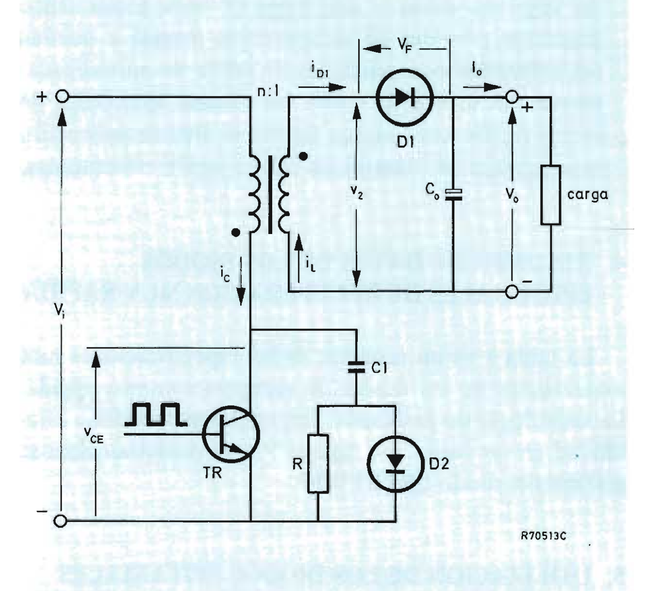
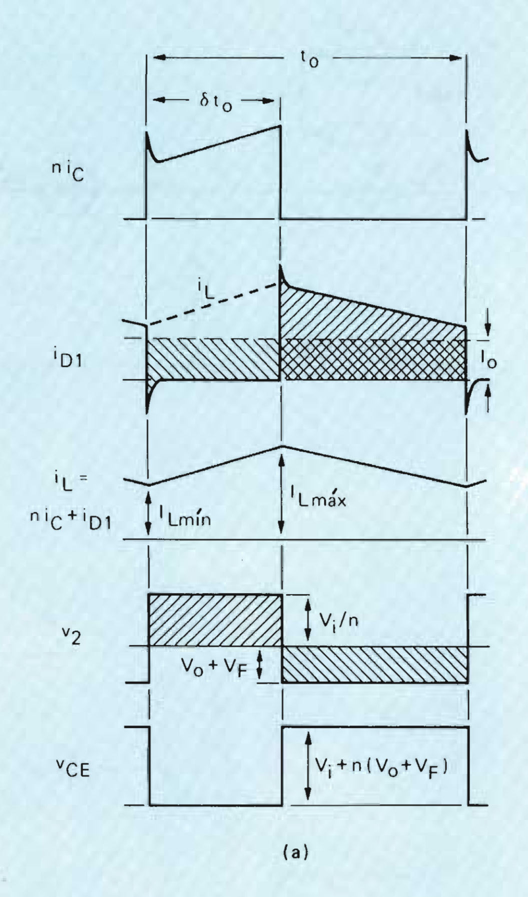


Figura 13. Esquema del convertidor de retroceso; C_1RD_2 es la red de subida lenta.



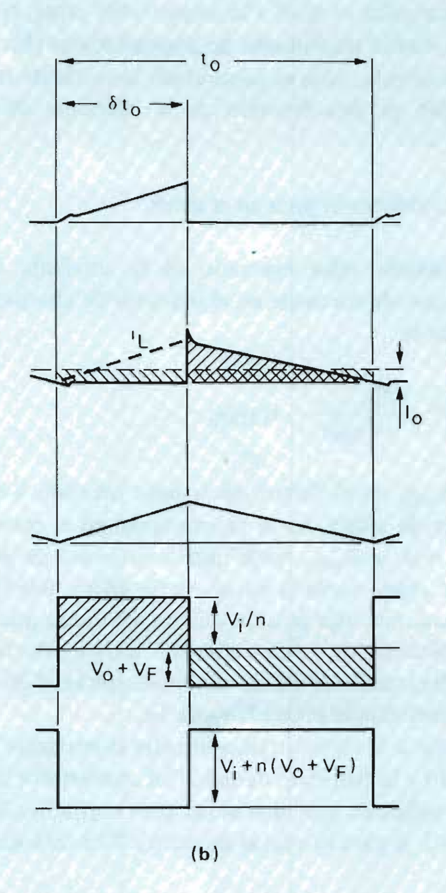


Figura 14. Formas de onda del convertidor de retroceso para (a) corriente del inductor de choque ininterrumpida; (b) caso límite; formas de i_L reflejadas en el secundario. El valor t_0 es el ciclo de conmutación y δ el factor de trabajo del transistor. No se muestran los intervalos de conmutación. La corriente media del diodo es igual a la corriente de salida I_0 (áreas igualmente rayadas de i_{D1}). El producto voltio-segundo del inductor de choque durante un ciclo de conmutación es cero (áreas igualmente rayadas de v_2).

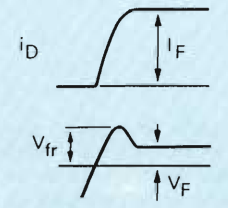


Figura 15. Recuperación directa del diodo. V_{fr} es la tensión de recuperación directa.

conduce solamente durante parte del ciclo de conmutación del convertidor. Además, como la corriente inductiva conmutada es igual a la corriente de carga, se producen fácilmente transitorios de conmutación. (En el convertidor directo, sólo es conmutada la corriente magnetizante que es una fracción de la corriente de carga.)

5.1.2. *Corriente de pico en el diodo*

El máximo valor esperado de la corriente de pico para el caso de corriente en el inductor de choque ininterrumpida es:

$$I_{FM} = \frac{2I_O}{1 - \delta_{máx}} - I_{Lmín}, \qquad (1)$$

donde $\delta_{máx}$ es el factor de trabajo máximo e I_0 es la corriente de salida. Se ve rápidamente en el caso límite, $I_{L\ mín} = 0$, y $\delta_{máx} = 0{,}6$ que la corriente de pico del diodo es cinco veces la corriente de salida. Por lo tanto, es esencial una baja tensión directa del diodo que reducirá las pérdidas de conducción del diodo; este requisito se cumple cuando se utiliza un diodo epitaxial de recuperación muy rápida (véase la tabla 1).

Debido a la elevada relación entre la corriente de pico del diodo y la corriente de salida, el convertidor de retroceso es utilizado principalmente para corrientes de salida de unos 5 A para lo cual el diodo BYW29 será adecuado.

5.1.3. *Recuperación directa*

Cuando el diodo es llevado a conducción, se necesita un tiempo breve para inundar la capa central con portadores de carga (recuperación directa). Así pues, se producirá temporalmente una tensión directa más elevada que la del nivel de funcionamiento estable; véase la figura 15. El valor de la tensión de recuperación directa V_{fr} depende de la velocidad de subida de la corriente del diodo.

La figura 16 muestra las dos etapas de la conmutación de corriente desde el transistor de conmutación *TR* al diodo de salida D_1. Cuando el transistor pasa a bloqueo (en t_1) la corriente de colector es derivada por D_2. Simultáneamente, la tensión del primario empieza a caer (véase la forma de onda v_1/n) y se invertirá haciendo que D_1 empiece a conducir en el instante t_2. Entonces se transfiere corriente de D_2 a D_1, lo que completa el proceso de conmutación. Durante la conmutación de corriente de D_2 a D_1 se producirá resonancia entre la capacidad C_1 de la red de subida lenta y la inductancia de fugas del transformador (conmutación).

La tensión de recuperación directa contribuye a las pérdidas en el diodo y produce transitorios negativos en

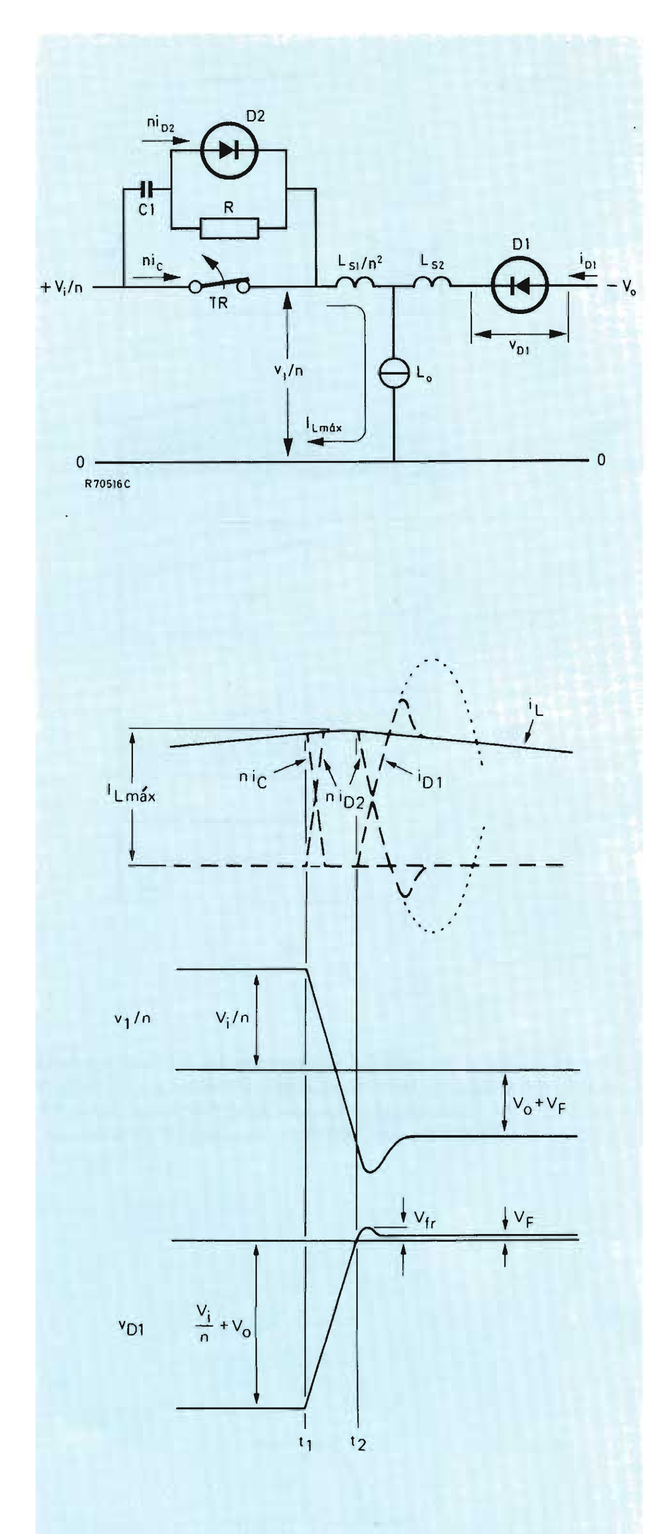


Figura 16. Conmutación de corriente del transistor conmutador *TR* al diodo de protección D_2 (empezando en t_1) y de D_2 al diodo de salida D_1 (empezando en t_2). Obsérvese la aparición de la tensión de recuperación directa V_{fr}. La resonancia es representada por las formas de onda a trazos.

la tensión de salida aumentando así el rizado de la salida. Debido a que la velocidad de aumento de la corriente viene impuesta por el circuito, se debe elegir un diodo con una baja tensión de recuperación directa. Los diodos epitaxiales de recuperación muy rápida cumplen este requisito (V_{fr} es 1,0 V típ. cuando el diodo es conmutado a 10 A con una velocidad de subida de 10 A/μs).

5.1.4. Recuperación inversa

La corriente en el diodo dejará de circular cuando el transistor de conmutación pase a conducir. Con una corriente triangular en el diodo, figura 14b, la corriente cae tan lentamente que casi toda la carga almacenada habrá desaparecido cuando la corriente haya caido a cero; como resultado, sólo se observará una pequeña recuperación inversa. Sin embargo, cuando la corriente en el diodo es trapezoidal, figura 14a, circulará todavía una corriente apreciable cuando el transistor pase a conducción y tendrá lugar una brusca conmutación de corriente que hace que circule una elevada corriente de recuperación inversa; véase la figura 17. Cuando la corriente de recuperación inversa empieza a caer, el diodo bloqueará la tensión inversa y la tensión en el transformador puede invertirse. Debido a que la inductancia de fugas tiende a mantener la corriente de recuperación inversa, se generarán transitorios de tensión ("oscilaciones superpuestas") que se suman a la tensión inversa.

La velocidad de caída de la corriente del diodo es *n* veces la velocidad de subida de la corriente de colector, siendo *n* la relación de espiras primario-secundario. La velocidad de subida de la corriente de colector depende de la excitación de la base y de la inductancia de fugas del transformador. Si el transformador tiene baja dispersión y se aplica una excitación de base correcta –una corriente de base 0,1 a 0,2 veces la corriente de colector– la velocidad de subida de I_C es 2 A/μs a 20 A/μs. (Esta velocidad de subida de I_C puede ser insuficiente para que la caída de tensión a través de la inductancia de fugas alcance el nivel de tensión continua de entrada; de forma que una tensión de colector substancial, V_{CEon} en la figura 17, contribuye a que se produzcan pérdidas durante el paso a conducción del transistor.) Debido a que la velocidad de caída es elevada, la corriente de pico de recuperación inversa y la carga almacenada serán apreciables; esto produce un efecto triple:

- se producirá una severa oscilación superpuesta, como se dijo antes;
- se pueden producir elevadas pérdidas de recuperación inversa;
- la corriente de recuperación inversa es reflejada en la corriente de colector en el paso a conducción, produciendo así considerables picos de corriente (que, además, pueden accionar innecesariamente el circuito de

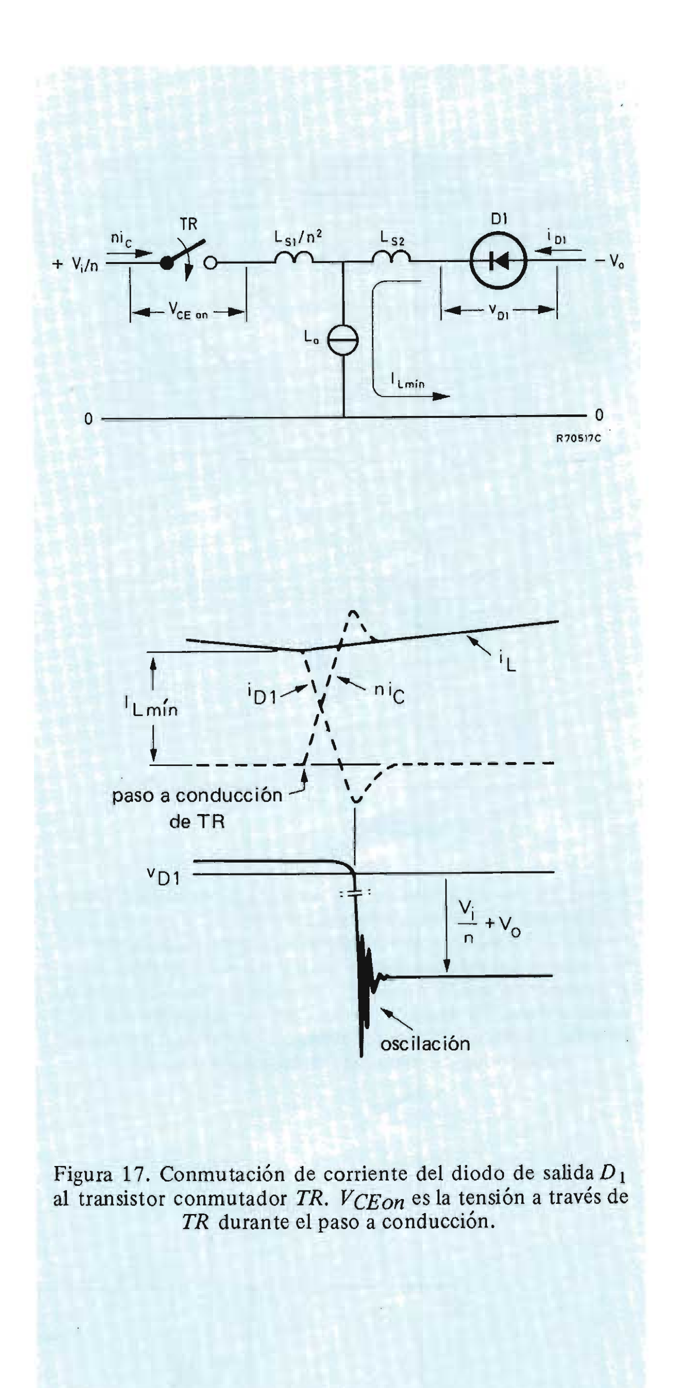


Figura 17. Conmutación de corriente del diodo de salida D_1 al transistor conmutador *TR*. V_{CEon} es la tensión a través de *TR* durante el paso a conducción.

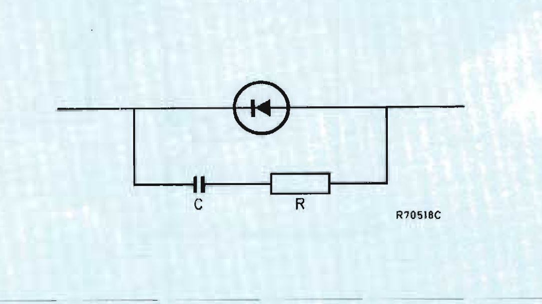


Figura 18. Utilización de una red supresora de transitorios.

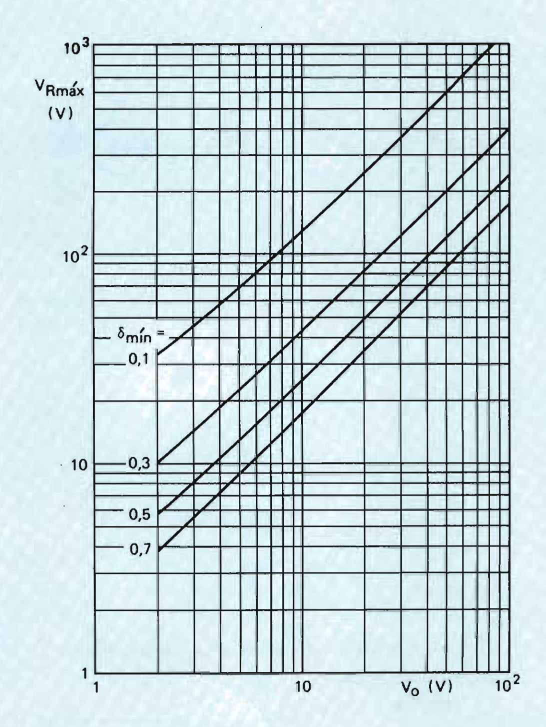


Figura 19. Máxima tensión inversa $V_{R\ máx}$ en el diodo rectificador epitaxial de recuperación muy rápida en función de la tensión de salida del convertidor de retroceso V_0 para diferentes valores del mínimo factor de trabajo del transistor $\delta_{mín}$ y suponiendo que la corriente del inductor de choque es ininterrumpida. Se incluye un margen de seguridad del 20% para las oscilaciones superpuestas, las pérdidas resistivas del convertidor y el desajuste de la tensión de salida.

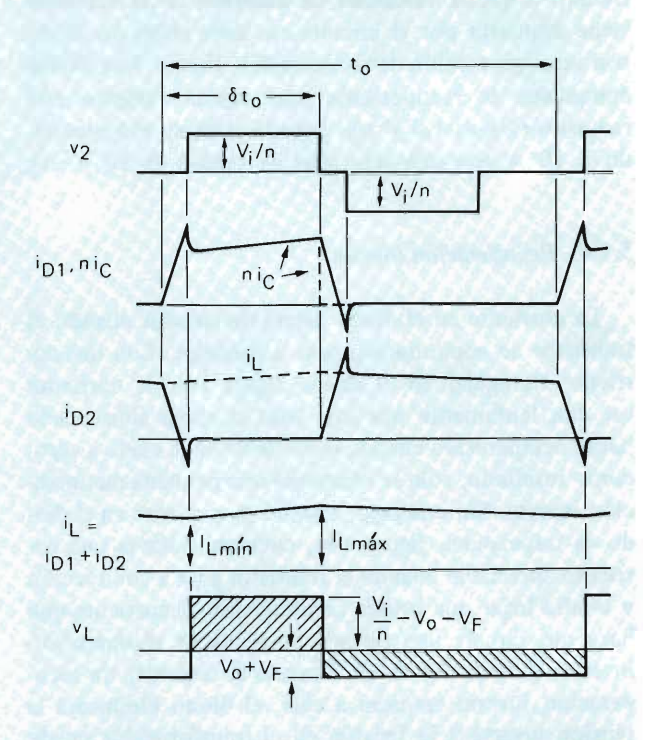


Figura 21. Formas de onda del convertidor directo para una corriente del inductor de choque ininterrumpida mostrando los intervalos de conmutación. El producto voltio-segundo del inductor de choque durante un ciclo de conmutación es cero (áreas igualmente rayadas de v_L). La forma de onda v_2 supone que la inductancia del cableado del circuito de salida es cero.

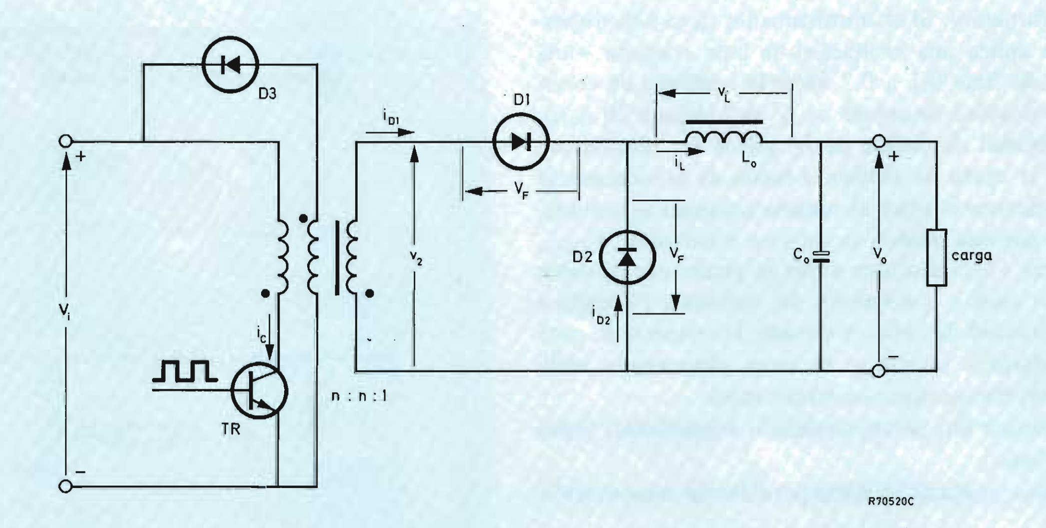


Figura 20. Esquema del convertidor directo (no se muestra la red de subida lenta).

protección de sobrecorrientes) y aumentando innecesariamente las pérdidas en el transistor.

Los diodos epitaxiales de recuperación muy rápida son ventajosos pues tienen una pequeña corriente de recuperación inversa y una pequeña carga almacenada, reduciendo así los picos de corriente de colector y las pérdidas del paso a conducción del transistor, así como las oscilaciones superpuestas.

5.1.5. Supresión de los transitorios de recuperación inversa

Los valores de los componentes de supresión (figura 18) se obtienen de:

$$R \leqslant \frac{V_{RRM\,máx}}{I_{rr\,peak}}\ ;\ C \geqslant L_{comm}\, I^2_{rr\,peak}/V^2_{RRM\,máx}\ , \qquad (2)$$

donde:

$I_{rr\,peak}$ = corriente de pico de recuperación inversa;
L_{comm} = inductancia de conmutación (dispersión del transformador y alambrado);
$V_{RRM\,máx}$ = tensión nominal inversa de pico repetitiva del diodo.

Debido a que $I_{rr\,peak}$ y L_{comm} no se conocen con exactitud, los valores de R y C deben ser comprobados en el circuito real. Primero, se mide el valor de $I_{rr\,peak}$ y se calcula R con la ecuación (2). Se halla entonces el valor más bajo de C que cumpla la segunda parte de la ecuación. Si se toma C demasiado grande, las pérdidas en la red de supresión se volverán elevadas innecesariamente debido al valor elevado de $1/2\ CV^2$ disipado en R.

5.1.6. Tensión inversa

La tensión inversa en el diodo de salida es la suma de la tensión del secundario y la tensión de salida (véanse las figuras 16 y 17, formas de onda de v_{D1}). Se tiene la máxima tensión inversa, $V_{R\,máx}$, para el mínimo factor de trabajo $\delta_{mín}$. En el caso de corriente en el inductor de choque *ininterrumpida* se utilizará la siguiente expresión (despreciando la oscilación superpuesta):

$$V_{Rmáx} = \frac{V_O + (1-\delta_{mín})V_{loss}}{\delta_{mín}} + V_F\left(\frac{1-\delta_{mín}}{\delta_{mín}}\right), \qquad (3)$$

donde:

V_0 = tensión de salida de c.c.
V_F = tensión directa del diodo (aproximadamente 0,8 V en diodos epitaxiales de recuperación muy rápida);
V_{loss} = pérdida de tensión debida a la disipación de energía en el convertidor.

Se tiene el mínimo factor de trabajo del transistor para la máxima tensión de c.c. de entrada del convertidor. La figura 19 es una gráfica de esta expresión; véanse las condiciones indicadas en el pie de figura.

Si se interrumpe la corriente en el inductor de choque, la tensión inversa tomará valores más elevados que los obtenidos de la expresión anterior. No se puede dar una representación gráfica general debido al número de parámetros involucrados (tensión y corriente de salida, frecuencia del convertidor, mínimo factor de trabajo del transistor, inductancia y relación de espiras del transformador).

5.2. Convertidor directo

5.2.1. Funcionamiento

Las figuras 20 y 21 muestran el esquema de un convertidor directo y las formas de onda asociadas. Mientras conduce el transistor de conmutación TR, el diodo rectificador D_1 conduce y se almacena energía en el inductor de choque de salida L_0 a través de la acción del transformador y es transferida también a la carga: la corriente del inductor i_L crece. Cuando el transistor TR está bloqueado, la tensión del transformador tiene una polaridad invertida (para mantener la corriente magnetizante) y D_1 está polarizado en sentido inverso. Ahora, el diodo de efecto de volante D_2 es llevado a conducción por L_0 y la energía almacenada en el inductor de choque de salida circula a través de la carga: i_L decrece. El diodo D_3 asegura que la corriente magnetizante continua circulando mientras TR está bloqueado (la energía magnética es devuelta a la entrada de c.c.) permitiendo así que el núcleo del transformador se desmagnetice. De forma similar que en el convertidor de retroceso, las corrientes a través de D_1 y D_2 se vuelven triangulares en el caso límite.

Los cambios de pendiente de las formas de onda de la corriente de los diodos en la figura 21 muestran los intervalos de conmutación (conmutación de la corriente de D_2 a D_1 cuando TR pasa a conducción y de D_1 a D_2 después de que TR se ha bloqueado). Despreciando la inductancia del alambrado del circuito de salida, la tensión del secundario del transformador será cero durante los intervalos de conmutación debido a que entonces tanto D_1 como D_2 conducen (ΣV_F es cero).

5.2.2. Corriente de pico del diodo

Debido a que en el convertidor directo la energía es entregada a la carga continuamente, la relación entre la corriente de pico en el diodo y la corriente de salida será mucho más baja que en el caso del convertidor de retroceso. La corriente de pico tanto en el diodo rectificador

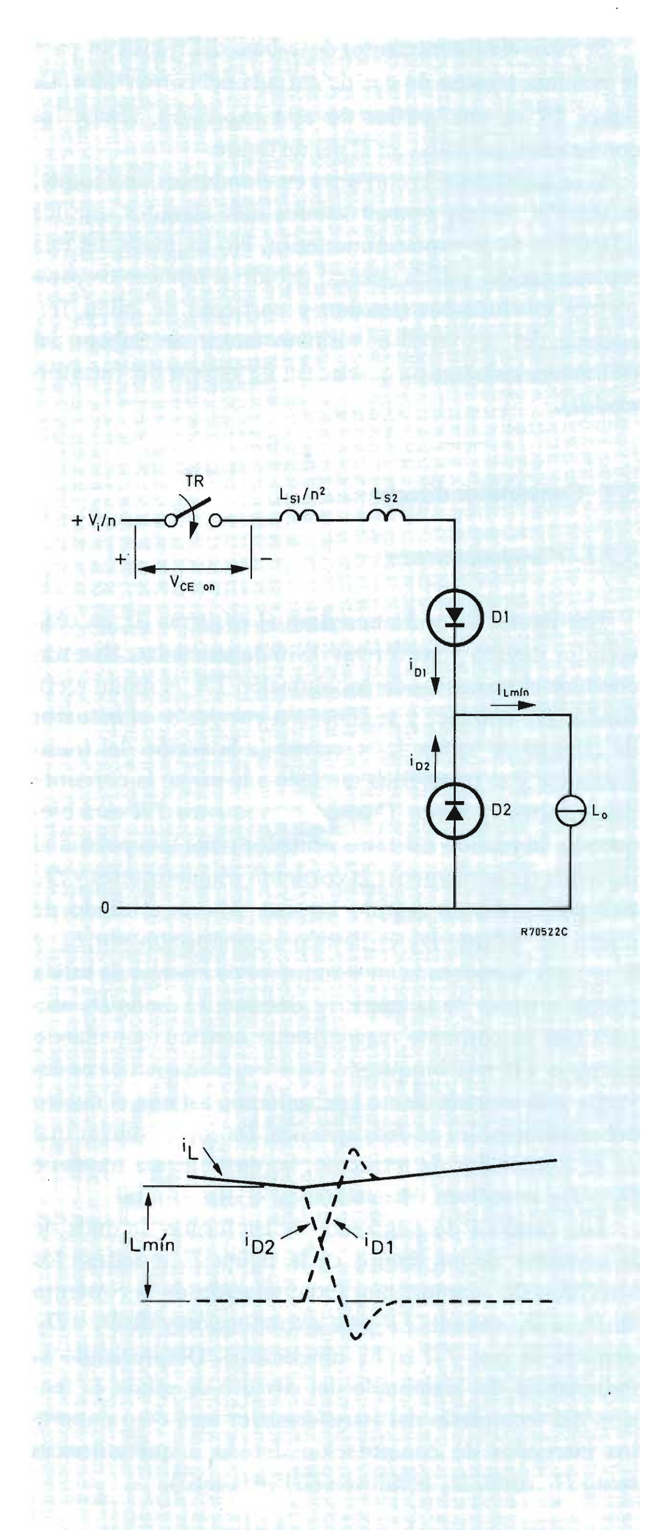


Figura 22. Conmutación de corriente del diodo de efecto de volante D_2 al diodo rectificador D_1 (el transistor pasa a conducción). V_{CEon} es la tensión colector-emisor durante el paso a conducción.

como en el de efecto de volante para el caso de corriente *ininterrumpida* en el inductor de choque es:

$$I_{FM} = 2I_O - I_{Lmín}. \qquad (4)$$

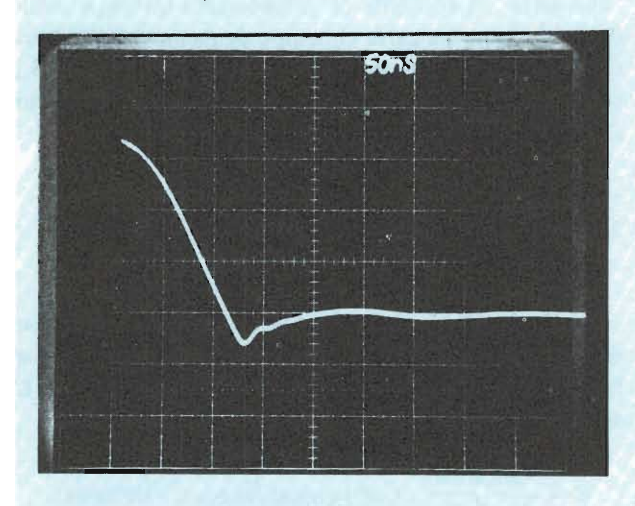
En el caso límite, donde $I_{L\ lím} = 0$, la corriente de pico del diodo no será superior al doble de la corriente de salida I_0.

5.2.3. Recuperación inversa del diodo de efecto de volante

La conmutación de corriente del diodo de efecto de volante D_2 al diodo rectificador D_1 tiene lugar cuando el transistor pasa a conducción; véase la figura 22. En el caso de corriente en el inductor de choque ininterrumpida, la corriente en D_2 decrece rápidamente y circulará una elevada corriente de recuperación inversa que producirá picos de corriente apreciables tanto en el diodo rectificador como en el transistor. El pico de corriente en el colector durante el paso a conducción puede muy bien ser mayor que la corriente de colector al final del período de conducción del transistor (véase la forma de onda ni_C en la figura 21). Esto puede producir una excesiva carga del transistor con un aumento significativo de la disipación durante el paso a conducción. (Obsérvese que la tensión de colector en el paso a conducción puede tener un valor apreciable, V_{CE} en la figura 22.) Además, el circuito de protección contra sobrecorrientes del transistor está en peligro debido a que el circuito de protección no debe reaccionar durante el pico de paso a conducción. Este problema se suaviza mucho cuando se utilizan diodos epitaxiales de recuperación muy rápida. Los oscilogramas de la figura 23 muestran que la corriente de recuperación inversa es mucho menor que en el caso de un diodo convencional de recuperación rápida. Los diodos epitaxiales de recuperación muy rápida reducen los picos de corriente de colector y las pérdidas durante el paso a conducción a un nivel aceptable y hacen al transistor más fácil de proteger.

5.2.4. Recuperación inversa del diodo rectificador

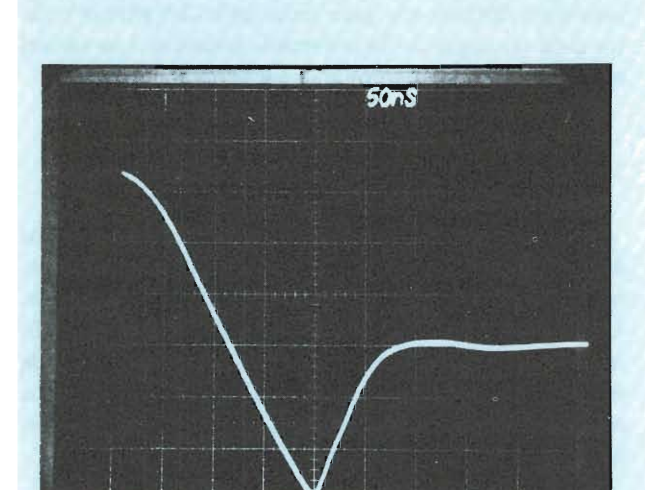
Cuando el transistor de conmutación está bloqueado, la corriente de colector descenderá bruscamente a cero y debe ser derivada por el diodo de desmagnetización D_3, como muestran las formas de onda de la figura 24. Simultáneamente, la corriente es conmutada del diodo rectificador D_1 al diodo de efecto de volante D_2 y, como consecuencia, D_1 se recuperará a través del diodo de desmagnetización D_3 (la corriente de recuperación inversa opuesta a la corriente directa de D_3); véase la forma de onda ni_{D3}. Como la corriente de recuperación inversa



horizontal: 50 ns/div.

vertical: 1 A/div.

(a)

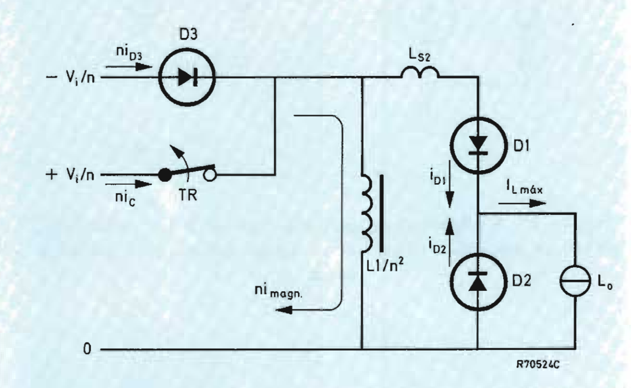


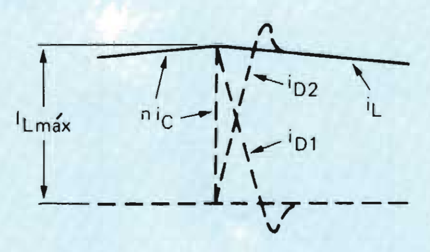
horizontal: 50 ns/div.

vertical: 1 A/div.

(b)

Figura 23. Recuperación inversa de (a) un diodo epitaxial de recuperación muy rápida, (b) de un diodo convencional de recuperación rápida.





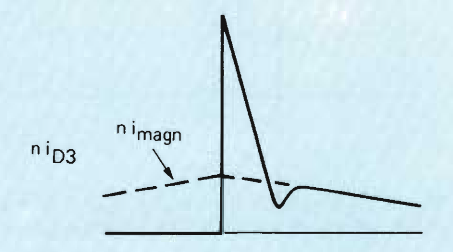


Figura 24. Conmutación de corriente del diodo rectificador D_1 al diodo de efecto de volante D_2 (el transistor pasa a conducción). Obsérvese que D_1 debe recuperarse a través del diodo desmagnetizador D_3 (véase la forma de onda ni_{D3}).

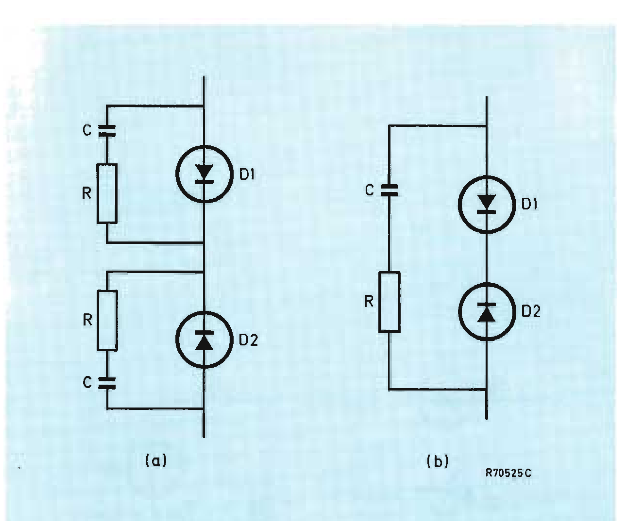


Figura 25. Utilización de una red supresora de transitorios: (a) redes separadas, (b) red común para diodos colocados muy cerca.

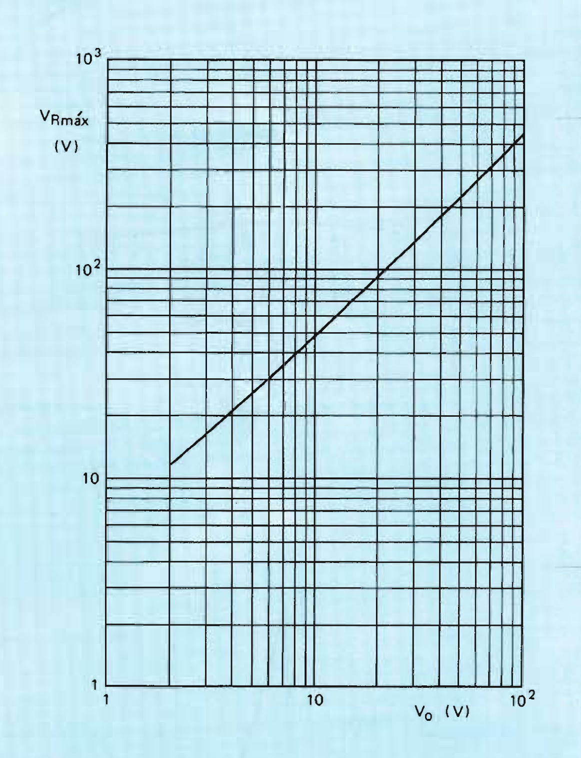


Figura 26. Máxima tensión inversa $V_{R\ máx}$ a través de los diodos rectificador y de efecto de volante epitaxiales de recuperación muy rápida en función de la tensión de salida del convertidor directo V_0 para $\delta_{mín} = 0{,}265$ (fuente de alimentación conmutada universal 220 V/240 V) y suponiendo una corriente ininterrumpida del inductor de choque. Se incluye un margen de seguridad del 20% para las oscilaciones superpuestas, pérdidas resistivas en el convertidor y desajuste de la tensión de salida. Este gráfico se aplica también a los diodos de salida del convertidor simétrico.

de un diodo epitaxial de recuperación muy rápida es baja, el diodo de desmagnetización no es llevado a un estado próximo al de corte; esto la fijaría, es decir "aplanaría" la corriente de recuperación inversa e indudablemente prolongaría el tiempo de recuperación inversa. Al contrario que en el caso anterior, apartado 5.2.3., solamente la inductancia de dispersión del secundario L_{S2} forma parte del circuito de conmutación.

5.2.5. Supresión de los transitorios de recuperación inversa

La figura 25 muestra las redes *RC* en paralelo con los diodos de salida que suprimen los transitorios debidos a la recuperación inversa del diodo. Los valores de *R* y *C* se obtienen de:

$$R \leqslant \frac{V_{RRMmáx}}{I_{rr\ peak}}\ ;\ C \geqslant L_{comm}\ I^2_{rr\ peak}/V^2_{RRMmáx}\ . \qquad (5)$$

Véase el apartado 5.1.5. para el significado de los símbolos. Cuando los diodos están montados uno junto al otro, se puede utilizar una red de supresión *RC* común a ambos, como muestra la figura 25b. Como los diodos se recuperan a la vez, los valores de *R* y *C* son teóricamente los mismos que para redes separadas pero el resistor debe ser capaz de disipar mayor potencia. Los valores reales necesarios se determinan experimentalmente.

5.2.6. Tensión inversa

La tensión inversa aplicada a cualquiera de los diodos de salida es igual a la diferencia entre la tensión del secundario y la tensión directa en el diodo que conduce. La máxima tensión inversa, $V_{R\ máx}$, se producirá cuando el transistor de conmutación tenga el mínimo factor de trabajo $\delta_{mín}$. Para una corriente del inductor de choque *ininterrumpida,* despreciando las oscilaciones superpuestas, se tiene:

$$V_{Rmáx} = \frac{V_0 + V_{loss}}{\delta_{mín}} + V_F \left(\frac{1 - \delta_{mín}}{\delta_{mín}}\right), \qquad (6)$$

donde V_{loss} es la pérdida de tensión de salida debida a las pérdidas resistivas en el convertidor. Esta ecuación está representada gráficamente en la figura 26 (las condiciones están descritas en el pie de figura).

Para una corriente del inductor de choque interrumpida, la expresión de $V_{R\ máx}$ será más complicada ($V_{R\ máx}$ es determinada por la tensión de salida, la resistencia de carga, la frecuencia de conmutación, el mínimo factor de trabajo del transistor, la inductancia de choque de salida y la relación de espiras del transformador).

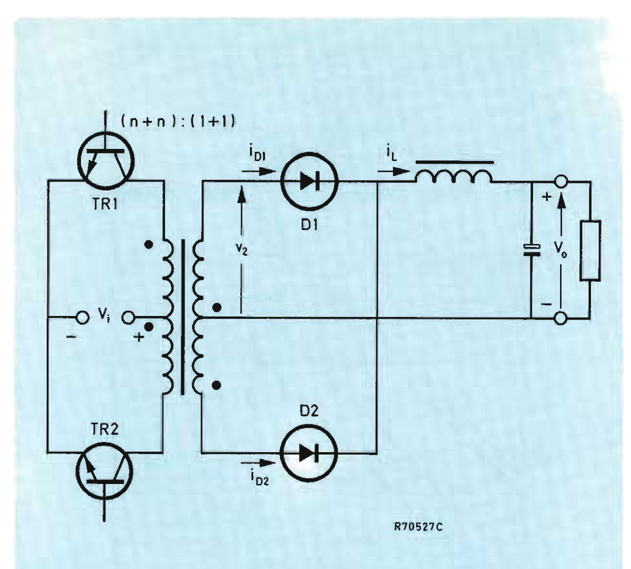


Figura 27. Esquema del convertidor simétrico. Los diodos de salida D_1 y D_2 funcionan como un rectificador de onda completa.

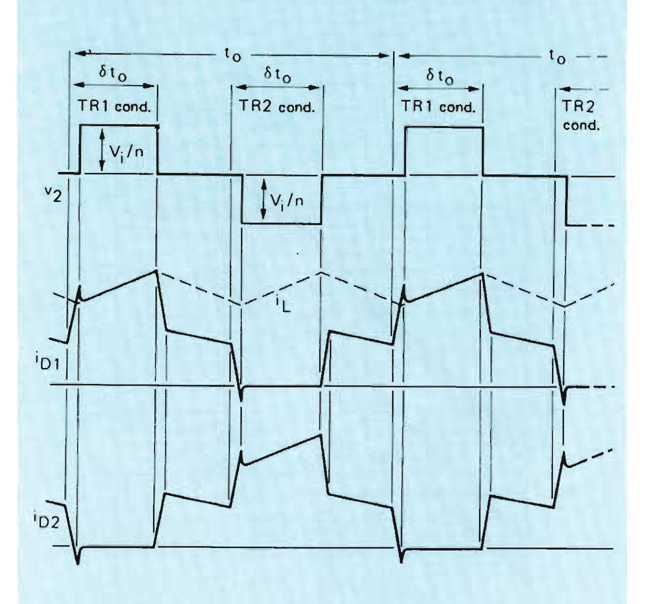


Figura 28. Formas de onda del convertidor simétrico. La forma de onda v_2 desprecia la inductancia del cableado del circuito de salida; en las formas de onda i_{D1} e i_{D2} se considera la despreciable corriente magnetizante.

5.3. Convertidor simétrico

5.3.1. Funcionamiento

El convertidor simétrico ilustrado en la figura 27 consta de dos convertidores simétricos funcionando con fases opuestas y utilizando un transformador común. La tensión en extremos del secundario con toma media es rectificada por un rectificador de onda completa D_1D_2. La energía es entregada tanto a L_0 como a la carga mientras TR_1 o TR_2 conducen: la corriente en el inductor de choque i_L aumentando. Cuando ambos transistores están bloqueados, L_0 continúa suministrando energía a la carga a través de D_1 y D_2 en paralelo: i_L disminuyendo. Es decir, cada diodo conduce la mitad de la corriente del inductor de choque i_L como muestran las formas de onda i_{D1} e i_{D2} en la figura 28. Evidentemente, tanto D_1 como D_2 funcionan como diodos rectificadores y de efecto de volante. Despreciando la inductancia del alambrado en serie con D_1 y D_2, el secundario del transformador estará en cortocircuito cuando D_1 y D_2 conducen (ΣV_F igual a cero).

5.3.2. Corriente de pico del diodo

Despreciando la relativamente pequeña corriente magnetizante del transformador que circula a través de los diodos cuando ambos transistores están bloqueados, la relación entre la corriente de pico del diodo y la corriente de salida es la misma que en el convertidor directo; véase el apartado 5.2.2.

5.3.3. Recuperación inversa

Los intervalos de conmutación están indicados mediante pendientes en escalón en las formas de onda i_{D1} e i_{D2} en la figura 28. Hay dos casos de conmutación: (1) la corriente en un diodo aumenta hasta la mitad de la corriente en el inductor de choque y disminuye en el otro hasta la mitad de la corriente en el choque; (2) la corriente en un diodo aumenta hasta el valor total de la corriente en el inductor de choque y cae a cero en el otro diodo. En el caso (2), la recuperación inversa del diodo se presentará produciendo un transitorio de corriente en el diodo derivando toda la corriente del inductor de choque; este transitorio de corriente también aparecerá en la corriente de colector del transistor. Como la recuperación inversa tiene lugar aproximadamente con una corriente igual a la mitad de la de salida, la corriente de recuperación inversa y la carga almacenada pueden ser inferiores que en el caso del convertidor directo. La utilización de diodos epitaxiales de recuperación muy rápida reducirá aún más los efectos de recuperación inversa.

5.3.4. *Supresión de los transitorios de recuperación inversa*

Los transitorios de recuperación inversa se suprimen como se describió en el apartado 5.2.5.

5.3.5. *Tensión inversa*

En un convertidor simétrico y en un convertidor directo diseñados para entregar las mismas tensiones de salida, la tensión total del secundario en el primero será igual a la tensión en el secundario del segundo. Así pues, los diodos de salida estarán sujetos a idénticas tensiones inversas. Como consecuencia, se aplicará también aquí la ecuación (6) y la figura 26 del apartado 5.2.6. (corriente del inductor de choque *ininterrumpida*).

6. ELECCION DEL DIODO

Este apartado incluye gráficas para seleccionar los diodos; éstas relacionan las características de tensión y corriente en un convertidor con la potencia y tensión de salida, haciendo así que la elección del diodo para cualquier aplicación sea una tarea fácil.

6.1. Convertidor de retroceso

Las fuentes de alimentación conmutadas con convertidor de retroceso son utilizadas principalmente para corrientes de salida de aproximadamente 5 A, para lo cual el diodo BYW29 será adecuado. Al elegir el grado de tensión del diodo (están disponibles los grados de 50 V, 100 V y 150 V) hay que tener en cuenta el modo de funcionamiento, corriente en el inductor de choque interrumpida o ininterrumpida; véase el apartado 5.1.6. Si la corriente en el inductor de choque es *ininterrumpida* se utiliza la figura 19. Por ejemplo, si $\delta_{mín} = 0{,}3$ y $V_0 = 20$ V, deberá utilizarse el diodo BYW29-100.

6.2. Convertidor directo

Las figuras 29, 30 y 31 son gráficas para seleccionar los diodos de salida en un convertidor directo, suponiendo que la corriente del inductor de choque es ininterrumpida. Las características de tensión necesarias se han obtenido de la figura 26. La máxima corriente de salida permitida, $I_{0\ máx}$, depende de las características de corriente del diodo para funcionamiento con forma de onda rectangular, $I_{F(AV)\ máx}$, y del factor de trabajo del diodo δ_D:

$$I_{0\,máx} = I_{F(AV)máx}/\delta_D\,. \tag{7}$$

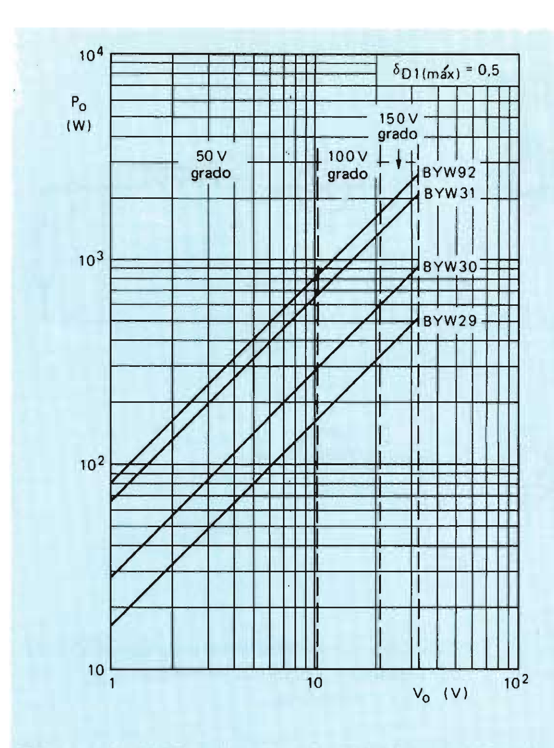


Figura 29. Gráfico de selección del diodo rectificador $-D_1$ en la figura 20– válido para el máximo factor de trabajo del diodo igual a 0,5. Este gráfico se aplica también para los diodos de salida del convertidor simétrico.

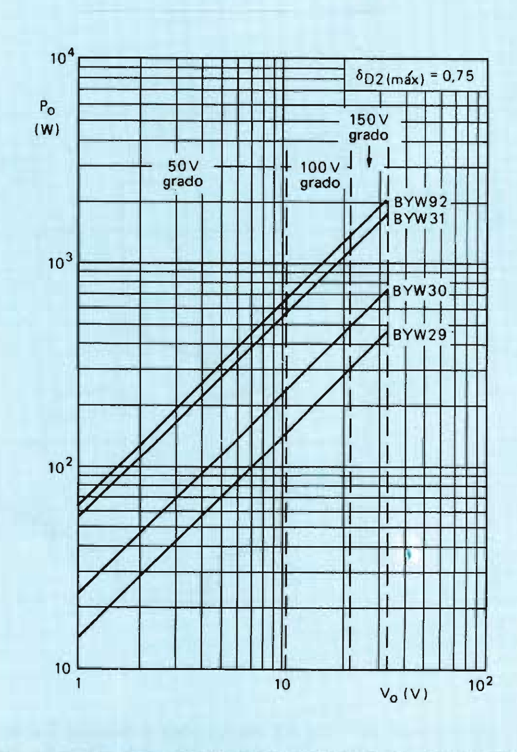


Figura 30. Gráfico de selección del diodo de efecto de volante $-D_2$ en la figura 20– válido para el máximo factor de trabajo del diodo igual a 0,75 (el circuito se desconecta para una determinada sobrecorriente).

Por lo tanto, la potencia de salida admisible será:

$$P_{O\,máx} = V_O I_{F(AV)máx} / \delta_D \,. \quad (8)$$

Figura 29: gráfica de selección del diodo rectificador D_1 (*figura 20*). Esta gráfica está basada en el máximo factor de trabajo $\delta_{D1(máx)} = 0{,}5$ (igual al máximo factor de trabajo del transistor).

Figura 30: gráfica de selección del diodo de efecto de volante D_2, $\delta_{D2(máx)} = 0{,}75$. En las fuentes de alimentación conmutadas universales 220/240 V, el mínimo factor de trabajo del transistor para carga total es aproximadamente 0,28 (apartado 7.1.) y el máximo factor de trabajo del diodo de efecto de volante será por lo tanto 1 – 0,28 = 0,72. Cuando la alimentación es interrumpida por el circuito de protección contra sobrecorrientes, el factor de trabajo del diodo será aproximadamente 0,75; el diodo de efecto de volante no debe dañarse bajo estas condiciones.

Figura 31: gráfica de selección del diodo de efecto de volante D_2, $\delta_{D2(máx)} = 1{,}0$. El factor de trabajo del diodo de efecto de volante será casi la unidad bajo condiciones límites de la corriente de salida (funcionamiento con corriente constante).

6.3. Convertidor simétrico

Como se ve en la figura 28 en las formas de onda de la corriente del diodo para el convertidor simétrico, la relación entre el factor de trabajo del diodo δ_D y el factor de trabajo del transistor δ, se puede expresar como:

$$\delta_D = 1 - \delta \,. \quad (9)$$

En esta expresión se desprecia el relativamente corto intervalo de conmutación durante el cual la corriente en el diodo se reduce a cero. Para el máximo factor de trabajo del transistor $\delta_{máx} \approx 0{,}5$, el factor de trabajo del diodo tiene su valor mínimo $\delta_{D\ mín} \approx 0{,}5$. El factor de trabajo del transistor disminuye con la carga haciendo que δ_D aumente. Es decir, el diodo trabajará bajo una condición de carga más favorable (factor de forma de la corriente en el diodo más bajo) con corriente de salida más baja. Como consecuencia, la condición de carga total, para la cual δ_D es aproximadamente 0,5, será decisiva para la elección del diodo. Por otra parte, si los convertidores directo y simétrico tienen tensiones de salida iguales, las tensiones inversas máximas del diodo serán iguales en ambos tipos de convertidor (apartado 5.3.5). Por tanto, se aplicará también aquí la gráfica de selección de la figura 29.

7. EJEMPLOS DE APLICACION

Los ejemplos de aplicación que se dan a continuación ilustran lo explicado anteriormente. Los cálculos del radiador muestran que son suficientes pequeños radiadores de acuerdo con la baja tensión directa de los diodos epitaxiales de recuperación muy rápida.

7.1. Fuente de alimentación conmutada universal del tipo de convertidor directo de 24 V/15 A

La tensión de salida es 24 V y, para una corriente nominal de salida de 15 A, la potencia nominal de salida es 360 W. Debido a que el circuito ha sido diseñado para pararse en condiciones de sobrecarga, se necesitará el diodo BYW30 como diodo de efecto de volante, como se ve en la figura 30. La figura 29 muestra que el diodo BYW29 sería muy adecuado como diodo rectificador. Sin embargo, se ha elegido el diodo BYW30 para ambos casos. Para una tensión de salida de 24 V, la máxima tensión inversa del diodo es de 120 V como se obtiene de la figura 26. Como consecuencia, en esta aplicación se utiliza el diodo BYW30-150.

El máximo factor de trabajo de los diodos, y por lo tanto la disipación del diodo se puede obtener cuando se conocen los valores máximo y mínimo de diseño de la tensión instantánea rectificada de entrada. Estos factores de trabajo se deben determinar para la fuente *a plena carga*, para la cual los diodos conducen la máxima corriente media. En una fuente universal 220/240 V, el margen de variación de la tensión de red es 220 V –15% a 240 V +10%. La figura 32 muestra la tensión de red rectificada y además la tensión del rectificador de red. Suponiendo una caída de tensión de 5 V, a través del rectificador y su resistor limitador de corriente, para la máxima *carga total*, la tensión rectificada máxima instantánea de entrada para 240 V eficaces +10% es de:

$$V'_{i\,máx} = 1{,}1 \times 240\sqrt{2} - 5 = 368\ \text{V}.$$

La mínima tensión de entrada rectificada de diseño, $V_{i\ mín}$, se determina a partir de la figura 33. Suponiendo un rendimiento η del 85%, la potencia de entrada P_i a plena carga (potencia de salida P_0 igual a 360 W) es:

$$P_i = P_O/\eta = 360/0{,}85 = 424\ \text{W}.$$

El condensador de carga en la entrada del convertidor es de 470 μF. Por tanto, la capacidad de entrada por vatio de potencia de entrada es:

$$C_i/P_i = 470/424 = 1{,}1\ \mu\text{F/W}.$$

Despreciando las caídas momentáneas de la red, el

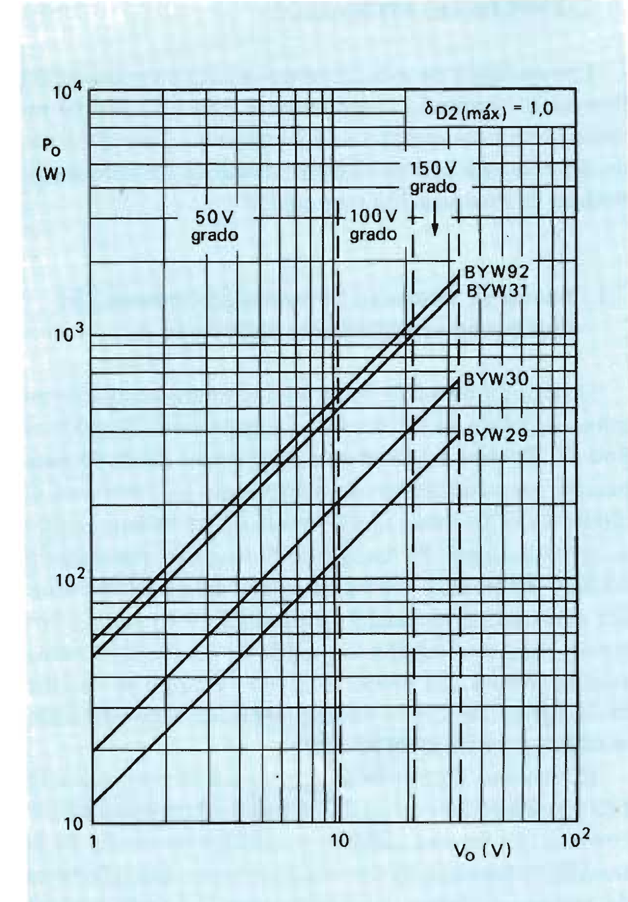


Figura 31. Gráfico de selección del diodo de efecto de volante $-D_2$ en la figura 20– válido para el máximo factor de trabajo del diodo igual a 1,0 (condición límite de la corriente de salida).

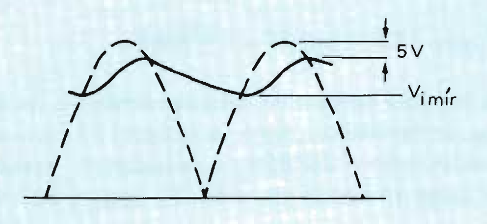


Figura 32. Tensión de red rectificada (forma de onda a trazos) y tensión de salida del rectificador de red (forma de onda a trazo continuo). $V_{i\ mín}$ es el mínimo valor de la tensión de salida instantánea del rectificador para una fuente de alimentación conmutada a plena carga alimentada a partir de una tensión de red de 220 V – 15% y suponiendo una caída de 5 V a través del rectificador y su resistor limitador de corriente.

valor de $V_{i\ mín}$ se lee en la curva *a* de la figura 33, que es:

$$V_{i\ mín} = 231\ V.$$

Para $V_{i\ mín}$ se elige un máximo factor de trabajo del transistor $\delta_{máx}$ de 0,45. El mínimo factor de trabajo del transistor $\delta_{mín}$ a plena carga se calcula de la siguiente forma:

$$\delta_{mín} = \delta_{máx} \frac{V_{i\ mín}}{V'_{i\ máx}} = 0{,}45 \times 231/368 = 0{,}28.$$

Para una corriente de salida de 15 A, la máxima corriente media en el diodo rectificador (D_1) es:

$$I_{F(AV)1} = \delta_{máx} I_o = 0{,}45 \times 15 = 6{,}75\ A.$$

El máximo factor de trabajo del diodo de efecto de volante (D_2) es:

$$\delta_{D2(máx)} = 1 - \delta_{mín} = 1 - 0{,}28 = 0{,}72.$$

Como consecuencia, la máxima corriente media en el diodo de efecto de volante es:

$$I_{F(AV)2} = \delta_{D2(máx)} I_o = 0{,}72 \times 15 = 10{,}8\ A.$$

Ahora se puede calcular la resistencia térmica necesaria de los radiadores. Como se ve en el gráfico del cálculo de la disipación de potencia y del radiador del BYW30, figura 34, la disipación de potencia, *P*, en el diodo rectificador para $I_{F(AV)1} = 6{,}75$ A y $\delta_{D1\ (máx)} \approx 0{,}5$, es 7 W. Como se recomienda la utilización de compuesto para radiadores, la resistencia térmica necesaria del radiador para una temperatura ambiente máxima de 60° es:

$$R_{th\ h\text{-}a} = \frac{T_{j\ máx} - T_{amb}}{P} - R_{th\ j\text{-}mb} - R_{th\ mb\text{-}h}$$

$$= \frac{150 - 60}{7} - 2{,}2 - 0{,}5 = 10{,}2\ °C/W.$$

La disipación de potencia en el diodo de efecto de volante para $I_{F(AV)2} = 10{,}8$ A y $\delta_{D2} \approx 0{,}7$ es de 11 W y la resistencia térmica del radiador para una temperatura ambiente de 60° es de 5,5°C/W.

Si ambos diodos están montados en un radiador común, la disipación total de potencia se puede determinar con una buena aproximación a partir de la figura 34 utilizando la curva de c.c. (la suma de los factores de trabajo del diodo es siempre la unidad para una corriente en el inductor de choque ininterrumpida). Con una corriente continua igual a la corriente de salida nominal (15 A), la disipación de potencia sube a 14,3 W. Como consecuen-

cia, la resistencia térmica necesaria del radiador será 3,6°C/W. Un valor más exacto se obtiene suponiendo las condiciones más desfavorables, es decir, un factor de trabajo igual a 0,7 para el diodo de efecto de volante e igual a 0,3 para el diodo rectificador con una corriente de salida de 15 A. La resistencia térmica del radiador es determinada por la disipación en cada uno de los diodos; el resultado de este cálculo, 3,5°C/W, se desvía poco del valor anterior.

La figura 35 es el esquema de la fuente de alimentación conmutada que se ha estudiado y la figura 36 da los oscilogramas de las tensiones y corrientes en los diodos.

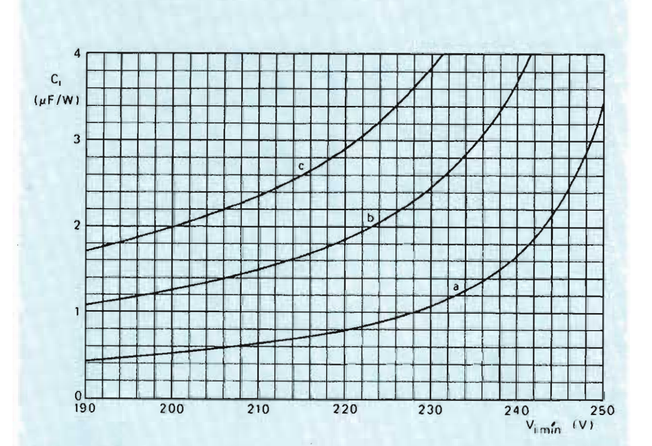


Figura 33. Capacidad del condensador de almacenamiento (entrada) por vatio de potencia de entrada en función de $V_{i\ mín}$. Curva *a:* sin interrupción de la red; curva *b:* una interrupción de la red de medio ciclo; curva *c:* una interrupción de la red de un ciclo completo. Las curvas son válidas para una tensión de red de 220 V – 15% y una caída de 5 V a través del rectificador de red y su resistor limitador de corriente.

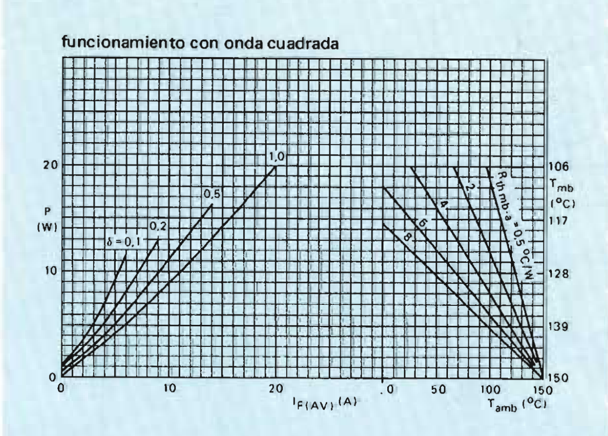


Figura 34. Disipación de potencia del BYW30 y gráfico de cálculo del radiador para funcionamiento con onda rectangular.

7.2. Fuente de alimentación conmutada universal del tipo de convertidor de retroceso de 5 V/5 A

Se supone que la fuente de alimentación conmutada del tipo de convertidor de retroceso que se estudia aquí funciona con corriente en el inductor de choque ininterrumpida. Para determinar el grado de tensión del diodo hay que conocer el mínimo factor de trabajo del transistor $\delta_{mín}$; entonces la tensión nominal necesaria se puede obtener a partir de la figura 19. Al contrario que en el caso del convertidor directo, el diodo de salida conducirá siempre la corriente de salida total independientemente de su factor de trabajo; la disipación más elevada en el diodo (el mayor factor de forma de la corriente del diodo) se producirá para el mínimo factor de trabajo del diodo para el cual el factor de trabajo del transistor tiene el valor máximo $\delta_{máx}$. Una vez conocida la disipación en el diodo (obtenida a partir de los gráficos publicados) se puede calcular la resistencia térmica del radiador. Por lo tanto, hay que determinar primero los valores máximo y mínimo del factor de trabajo del transistor, $\delta_{máx}$ y $\delta_{mín}$.

Determinación de $\delta_{mín}$

Como el producto voltio-segundo del transformador en un ciclo de conmutación del convertidor es cero, será cierta la siguiente relación:

$$\delta V_i - (1 - \delta) n V_o = 0, \tag{10}$$

donde δ es el factor de trabajo del transistor, n la relación de espiras primario-secundario y V_0 la tensión de salida.

Se tiene el mínimo factor de trabajo $\delta_{mín}$ del transistor para el valor máximo de diseño de la tensión instantánea rectificada de entrada, $V_{i\ máx}$. De la ecuación (10) se obtiene:

$$\delta_{mín} = \frac{nV_o}{V_{i\,máx} + nV_o}, \tag{11}$$

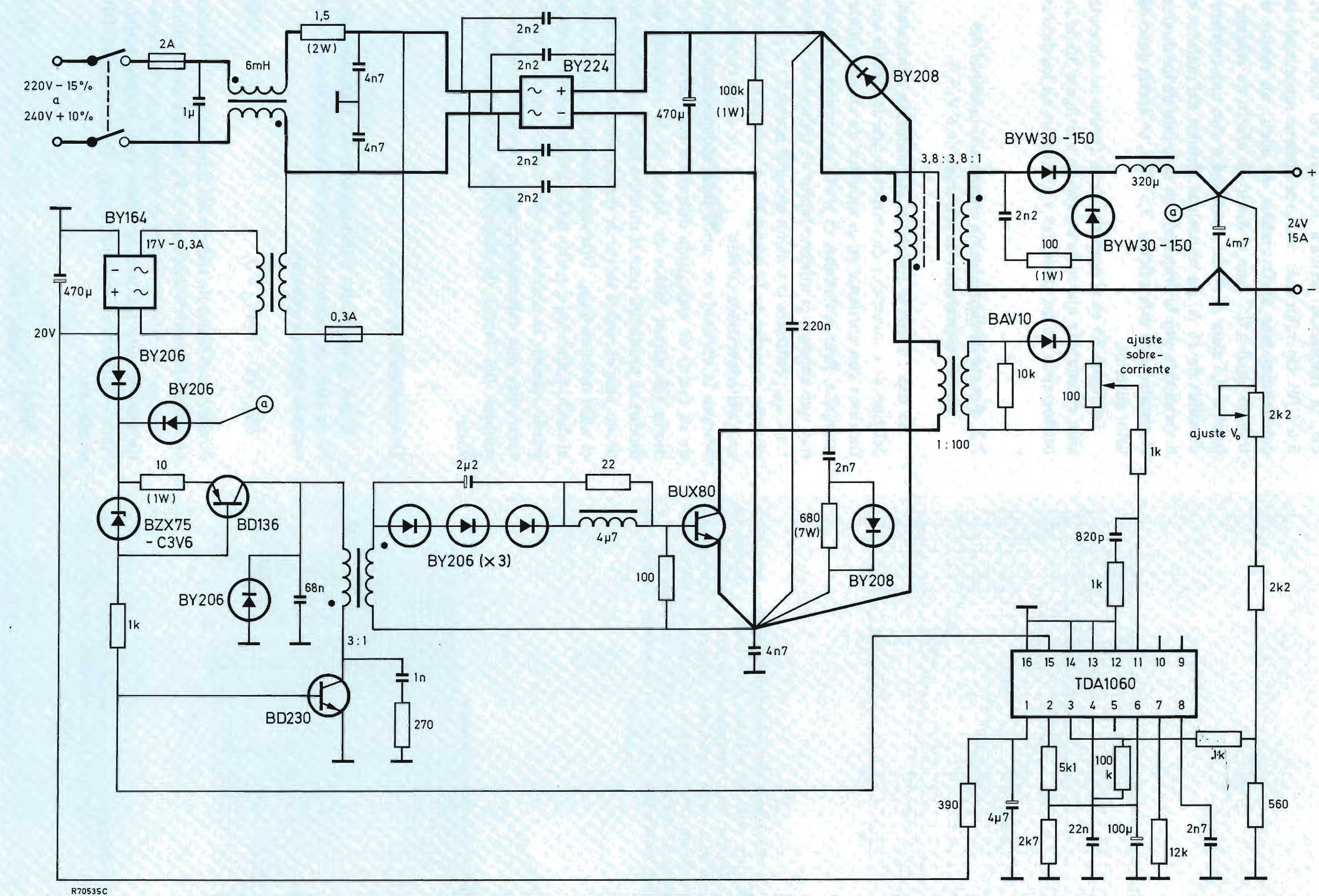


Figura 35. Esquema de una fuente de alimentación conmutada del tipo de convertidor directo de 24 V/15 A que utiliza el circuito integrado de control TDA1060.

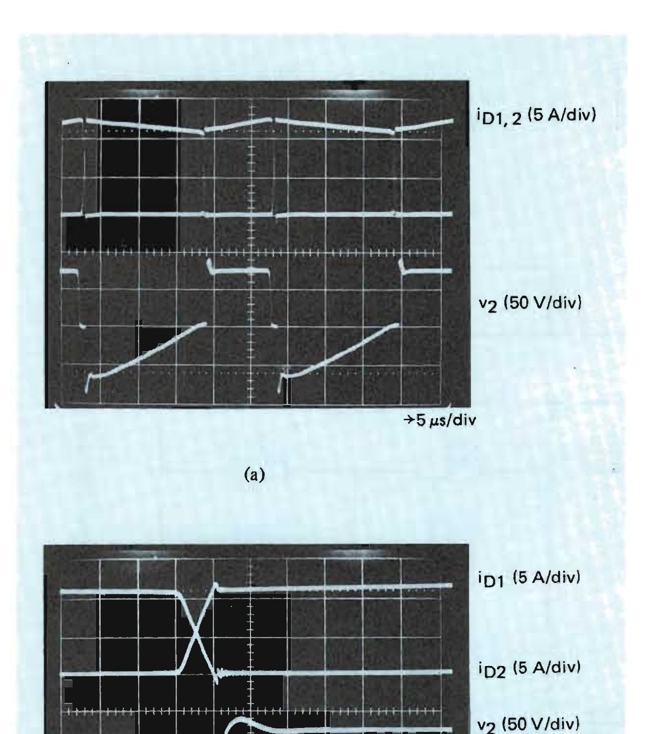


Figura 36. (a) Formas de onda de la corriente del diodo de salida y de la tensión del secundario; (b) las mismas formas de onda en una escala ampliada.

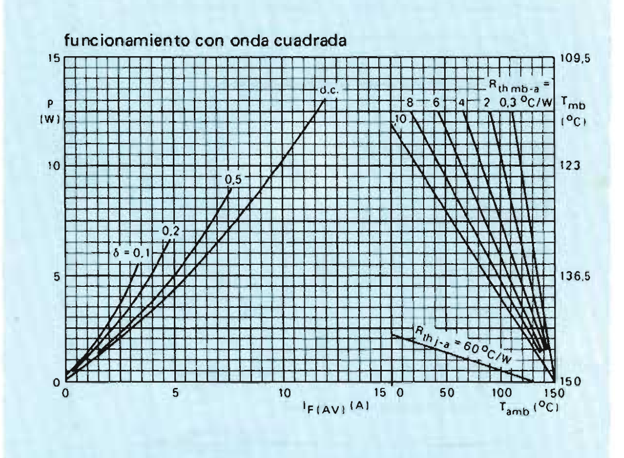


Figura 37. Disipación de potencia del BYW29 y gráfico de cálculo del radiador para funcionamiento con onda rectangular.

en la cual nV_0 depende de las características de tensión del transistor de conmutación. La máxima tensión de colector impuesta por el circuito (despreciando los transitorios) es:

$$V_{CE} = V_{i\,máx} + nV_0. \tag{12}$$

Para el BUX84, las características de tensión del colector con la entrada base-emisor cortocircuitada es V_{CESM} = 800 V. Dejando un margen de 200 V para los transitorios de conmutación, el valor máximo permitido de la tensión de colector impuesta por el circuito es 800 V – 200 V = 600 V. Por lo tanto, de acuerdo con la ecuación (12):

$$V_{CEmáx} = V_{i\,máx} + nV_0 = 600\ \text{V}. \tag{13}$$

Se tiene el valor $V_{i\,máx}$ cuando la carga es *mínima* y la tensión de red es de 240 + 10%. Suponiendo una caída aproximada de 1 V en el rectificador de red, $V_{i\,máx}$ es:

$$V_{i\,máx} = 1{,}1 \times 240\sqrt{2} - 1 = 372\ \text{V}. \tag{14}$$

Como consecuencia, de las ecuaciones (13) y (14):

$$nV_0 = V_{CEmáx} - V_{i\,máx} = 600 - 372 = 228. \tag{15}$$

Se puede calcular ahora el mínimo factor de trabajo del transistor a partir de las ecuaciones (11), (13) y (15):

$$\delta_{mín} = nV_0/V_{CEmáx} = 228/600 = 0{,}38. \tag{16}$$

Determinación de $\delta_{máx}$

Se tiene el máximo factor de trabajo del transistor, $\delta_{máx}$, cuando la tensión instantánea rectificada de entrada tiene su mínimo valor de diseño $V_{i\,mín}$. De forma similar a la ecuación (11) se tiene:

$$\delta_{máx} = \frac{nV_0}{V_{i\,mín} + nV_0}. \tag{17}$$

La figura 33 se utiliza para hallar $V_{i\,mín}$. Con una potencia de salida, P_0, igual a 25 W, y suponiendo un rendimiento η del 70%, la potencia de entrada P_i es:

$$P_i = P_0/\eta = 25/0{,}7 = 35{,}7\ \text{W}.$$

Debido a que el condensador de entrada es de 47 μF, la capacidad por vatio de potencia de entrada es:

$$C_i/P_i = 47/35{,}7 = 1{,}3\ \mu\text{F/W}.$$

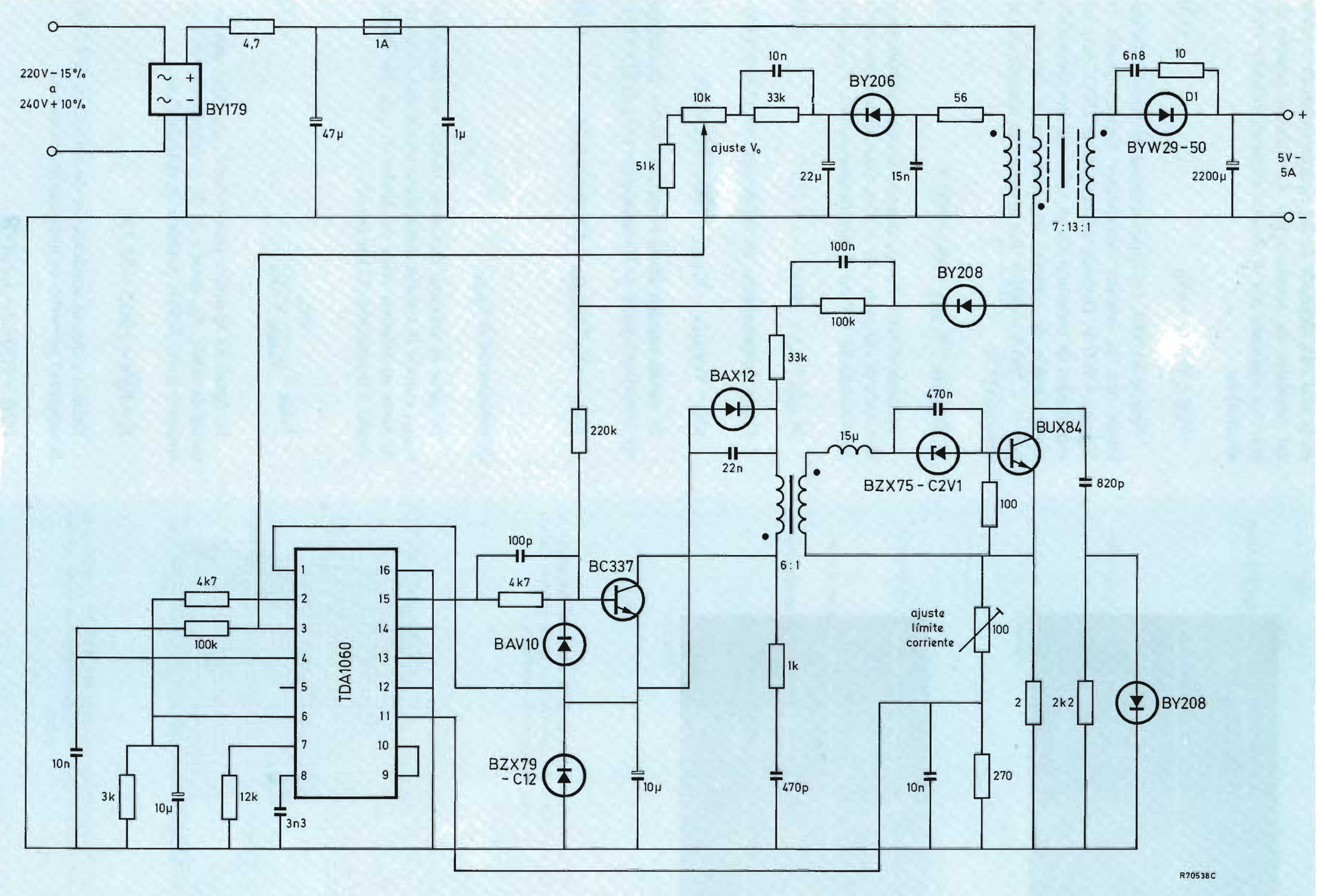


Figura 38. Esquema de una fuente de alimentación conmutada del tipo de convertidor de retroceso de 5 V/5 A que utiliza el circuito integrado de control TDA1060.

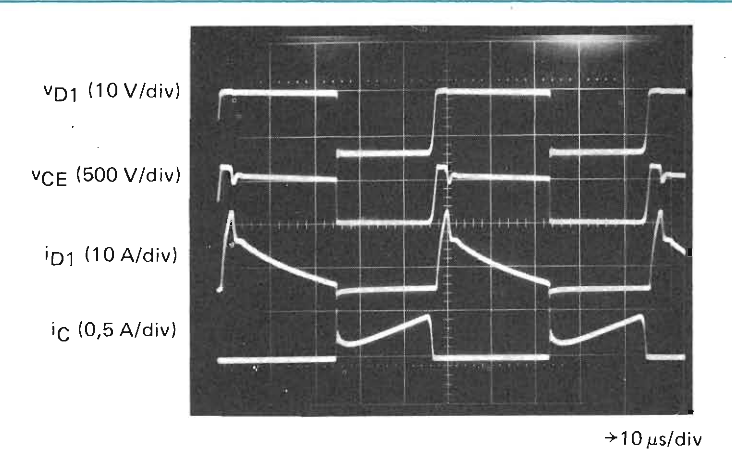


Figura 39. Oscilograma que muestra las formas de onda más importantes de una fuente de alimentación conmutada de 5 V/5 A.

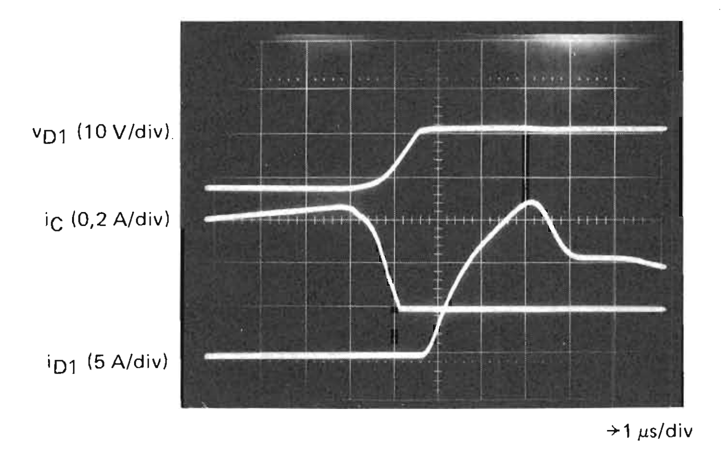


Figura 40. Oscilograma que muestra la recuperación directa del diodo de salida D_1 (figura 38) y la corriente de colector de paso a bloqueo.

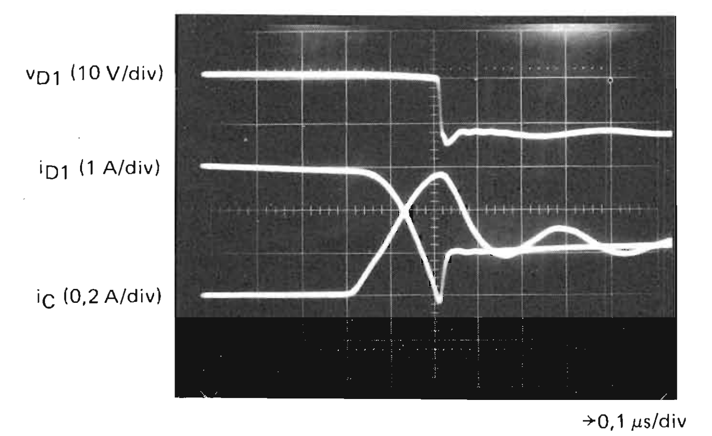


Figura 41. Oscilograma que muestra la recuperación inversa del diodo de salida D_1 (figura 38) y la corriente de colector de paso a conducción.

A partir de la figura 33, curva *a* (sin interrupciones de la red):

$$V_{i\,mín} = 235\ V. \quad (18)$$

Ahora de las ecuaciones (15) (17) (18):

$$\delta_{máx} = \frac{228}{(235 + 228)} = 0{,}49. \quad (19)$$

Elección del diodo

Para una corriente de salida de 5 A es adecuado el diodo BYW29. Con el mínimo factor de trabajo del transistor $\delta_{mín}$ igual a 0,38 –ecuación (16)– y siendo la tensión de salida de 5 V, la máxima tensión inversa del diodo $V_{R\ máx}$ alcanza 17 V como se ve en la figura 19. Por tanto, se elige el diodo BYW29-50.

Cálculo del radiador

Como el diodo conduce cuando el transistor está bloqueado, el factor de trabajo del diodo δ_D es "complementario" al del transistor. Por tanto:

$$\delta_{Dmín} = 1 - \delta_{máx}.$$

Como $\delta_{máx}$ = 0,49 de acuerdo con la ecuación (19), $\delta_{D\ mín}$ es aproximadamente 0,5. La figura 37 muestra el gráfico de disipación de potencia del BYW29. Para $I_{F(AV)} = I_0$ = 5 A y δ_D = 0,5, la disipación de potencia alcanzará 6 W. La resistencia térmica necesaria del radiador con una temperatura ambiente de 60°C y utilizando compuesto para radiadores se obtiene de la siguiente forma:

$$R_{th\,h\text{-}a} = \frac{T_{j\,máx} - T_{amb}}{P} - R_{th\,j\text{-}mb} - R_{th\,mb\text{-}h}$$

$$= \frac{150 - 60}{6} - 2{,}7 - 0{,}3 = 12\ °C/W.$$

La figura 38 es el esquema de la fuente de alimentación conmutada y los oscilogramas de las figuras 39 a 41 muestran las formas de onda más importantes. ■

Tabla 1. *Resumen de datos de los diodos epitaxiales de recuperación muy rápida.*
Todos los diodos están disponibles en los grados 50 V, 100 V y 150 V.

	BYW29	BYW30	BYW31	BYW92
Valores límite				
$I_{F(AV)máx}$ para una corriente de onda rectangular, δ = 0,5 (T_{mb})[a]	7,6 A (125 °C)	14 A (114 °C)	28 A (119 °C)	40 A (102 °C)
$T_{j\,máx}$	150 °C	150 °C	150 °C	150 °C
Resistencia térmica				
$R_{th\,j\text{-}mb}$	2,7 °C/W	2,2 °C/W	1,0 °C/W	1,0 °C/W
$R_{th\,mb\text{-}h}$ con compuesto para radiadores	0,3 °C/W	0,5 °C/W	0,3 °C/W	0,3 °C/W
$R_{th\,mb\text{-}h}$ sin compuesto para radiadores	2,0 °C/W	0,6 °C/W	0,5 °C/W	0,5 °C/W
Características				
V_F at T_j = 100 °C (I_F)	<0,85 V (5 A)	<0,85 V (10 A)	<0,85 V (20 A)	<0,95 V (35 A)
t_{rr}	<35 ns	<35 ns	<50 ns	<50 ns
Q_s	<15 nC	<15 nC	<20 nC	<20 nC
Encapsulado	TO-220	DO-4	DO-4	DO-5

[a] Pérdidas de conmutación despreciables a 500 kHz.

Modelo térmico para semiconductores en cápsula TO-92

Como ayuda de diseño, para lograr que los transistores de un equipo trabajen en condiciones óptimas contribuyendo así a mejorar la fiabilidad del equipo, se da en este artículo un modelo térmico para transistores con cápsula TO-92.

Al aumentar la complejidad del equipo, la fiabilidad de los componentes individuales debe ser aumentada en correspondencia. Esto se consigue normalmente haciendo funcionar el componente en condiciones de fatiga reducida. Para un transistor esto significa que además de apartarse de sus valores máximos absolutos de tensiones, corrientes, etc., deberá ser posible disminuir su máxima temperatura de unión. Como este proceso es tarea del diseñador del circuito, hay que proporcionarle todos los datos necesarios incluyendo el modelo térmieo del transistor.

Con la cápsula TO-92, se necesita un modelo térmico debido a que el flujo de calor es más bien complicado principalmente a través de un terminal y a través del encapsulado de plástico. El modelo térmico permitirá al diseñador abordar situaciones de montaje, tales eomo diferentes temperaturas en las dos caras de la placa de circuito impreso, que no figuran en los datos publicados.

El modelo térmico de la cápsula TO-92

El calor fluye de la unión a través del substrato hacia un terminal. Así pues, el terminal al que el substrato ha sido soldado es de la mayor importancia en la disipación de calor. Este terminal estará indicado en el libro de características. En el modelo térmico se supone que todo el calor fluye de la unión al terminal y se divide entonces en una parte que fluye a través del terminal hacia el circuito impreso y otra que fluye a través del euerpo de plástico de la cápsula TO-92 hacia la superficie.

Definición de las resistencias térmicas del modelo (fig. 1)

Resistencia térmica entre la unión y el punto de referencia $R_{th\ j\text{-}r}$

La resistencia $R_{th\ j\text{-}r}$ depende del tipo y puede ser dividida en dos partes:

- la resistencia R_{th} entre la unión y el terminal, y
- una resistencia R_{th} adicional que depende de la eonstrucción y del material de los terminales.

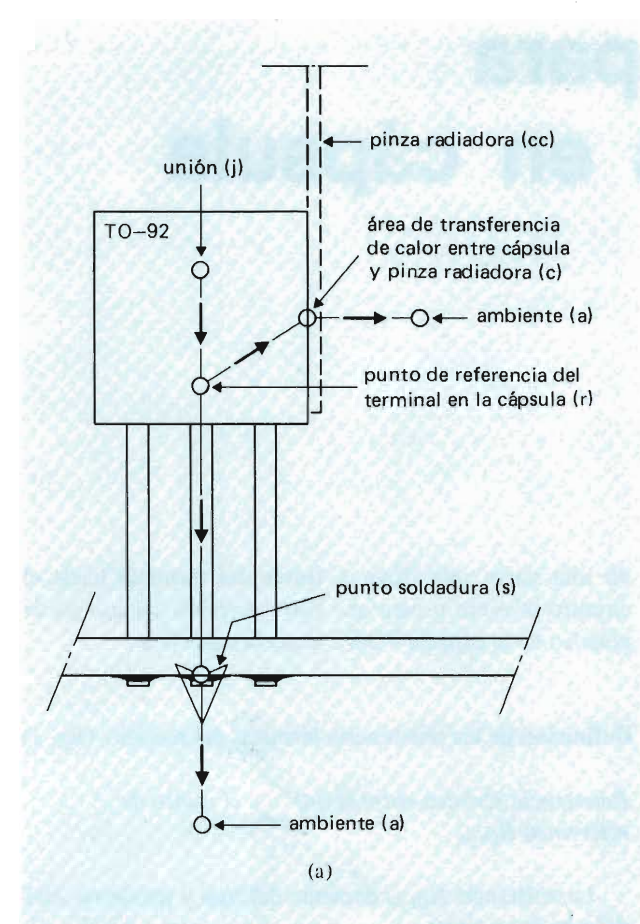
Obsérvese que el valor de $R_{th\ j\text{-}r}$ es adecuado para permitir que $R_{th\ r\text{-}s}$ sea normalizada. El punto de referencia r de este modelo será por tanto más informativo que real.

Resistencia térmica entre el punto de referencia y la cápsula $R_{th\ r\text{-}c}$

La resistencia $R_{th\ r\text{-}c}$ se aplica al paso entre el punto de referencia r y la superficie cilíndrica que hace contacto con la pinza radiadora. En todas las cápsulas TO-92, $R_{th\ r\text{-}c} = 85\ ^\circ C/W$.

Resistencia térmica entre el punto de referencia y el punto de soldadura $R_{th\ r\text{-}s}$

Como el valor de $R_{th\ j\text{-}r}$ es adecuado, $R_{th\ r\text{-}s}$ depende solamente de la longitud y del material de los terminales. Como hay una disipación directa del terminal al ambiente, $R_{th\ r\text{-}s}$ se da en un gráfico (figura 2) en función de la



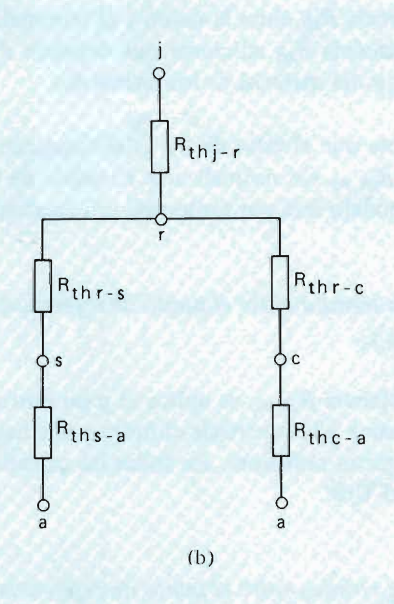


Figura 1. (a) Modelo térmico de un encapsulado TO-92. (b) Esquema del circuito térmico equivalente.

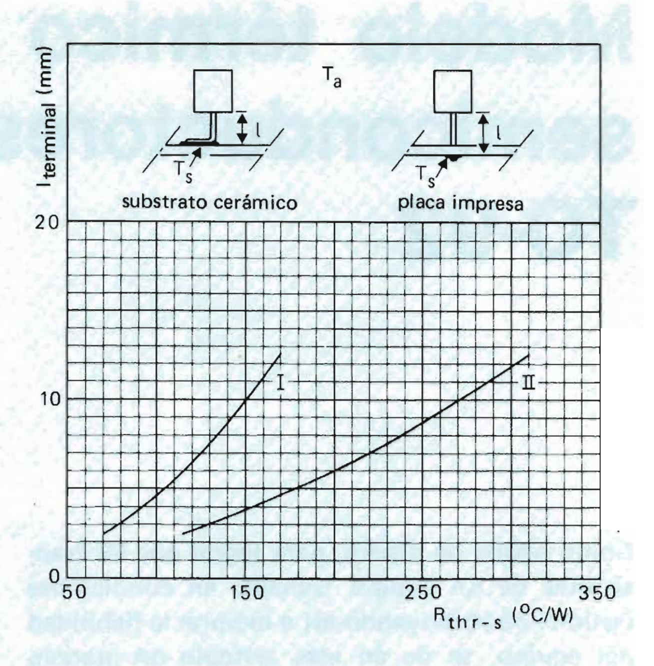


Figura 2. Resistencia $R_{th\ r\text{-}s}$ en función de la longitud del terminal. Las curvas I y II se refieren a los parámetros del material dados en los datos publicados.

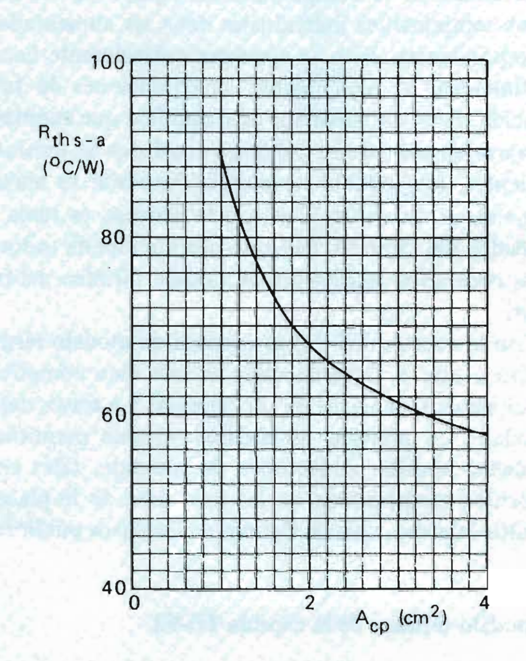


Figura 3. Resistencia $R_{th\ s\text{-}a}$ en función del área radiadora (A_{cp}). La resistencia $R_{th\ s\text{-}a}$ se mide en una placa de circuito impreso de 1,5 mm de espesor, en un cuadrado de 35 mm, sin otros componentes montados en ella.

longitud del terminal y con el material que lo constituye como parámetro. Para cada tipo de transistor el parámetro del material adecuado se da en el Manual de Datos. Las curvas se aplican a las cápsulas TO-92 con los terminales paralelos. La longitud del terminal es la distancia entre la parte inferior de la cápsula y el punto s, que es el punto en el cual está soldado el terminal a uno de los conductores de la placa de circuito impreso.

Así pues, el diseñador puede variar solamente $R_{th\ r\text{-}s}$ eligiendo la longitud del terminal. Sin embargo, puede determinar, dentro de ciertos límites, los dos valores de R_{th}.

Obsérvese que la temperatura de la unión puede ser evaluada mejor midiendo la temperatura del punto de soldadura (véase el ejemplo II).

Resistencia térmica entre el punto de soldadura y el ambiente $R_{th\ s\text{-}a}$

La figura 3 muestra como $R_{th\ s\text{-}a}$ depende del área de cobre de la placa de circuito impreso (pista radiadora) a la que está soldado el terminal que conduce el calor. La resistencia $R_{th\ s\text{-}a}$ de una pista de cobre no ampliada es inferior a 150 °C/W.

Resistencia térmica entre la cápsula y el ambiente $R_{th\ c\text{-}a}$

La resistencia $R_{th\ c\text{-}a}$ depende de si se utiliza o no un radiador (pinza radiadora). Al aire libre:

– $R_{th\ c\text{-}a}$ sin radiador $\leqslant$ 220 °C/W,
– $R_{th\ c\text{-}a}$ con pinza radiadora tipo 56356 $\leqslant$ 125 °C/W.

Ejemplos

Ejemplo I. Cálculo de T_j después de la medida de T_a solamente

Tipo de transistor: BC635.
Potencia (P) a disipar: 0,8 W.
Terminal conductor de calor soldado a una pista radiadora de 1 cm^2.
Longitud terminal: 4 mm.
T_a = 25 °C.
No se utiliza radiador (pinza radiadora).
Se aplica el modelo térmico de la figura 1.
$R_{th\ j\text{-}r}$ = 10 °C/W (del Manual de Datos).
$R_{th\ r\text{-}c}$ = 85 °C/W (para todos los encapsulados TO-92).
$R_{th\ r\text{-}s}$ = 93 °C/W (se utiliza la curva I de la figura 2, véanse los datos publicados del transistor BC635).
$R_{th\ s\text{-}a}$ = 90 °C/W (de la figura 3).
$R_{th\ c\text{-}a}$ = 220 °C/W (para todos los encapsulados TO-92).

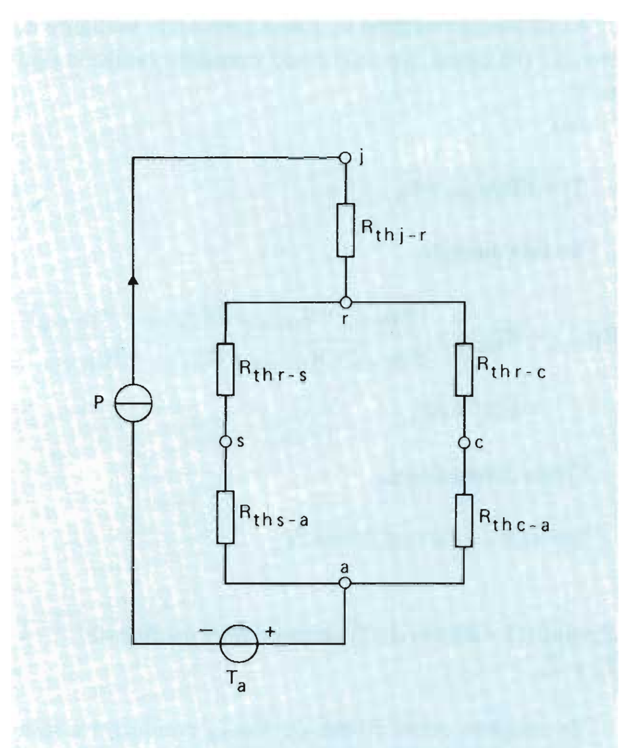


Figura 4. Esquema del circuito térmico equivalente cuando solamente se conoce T_a. La fuente de energía ha sido dibujada como una fuente de corriente, la temperatura ambiente como una fuente de tensión.

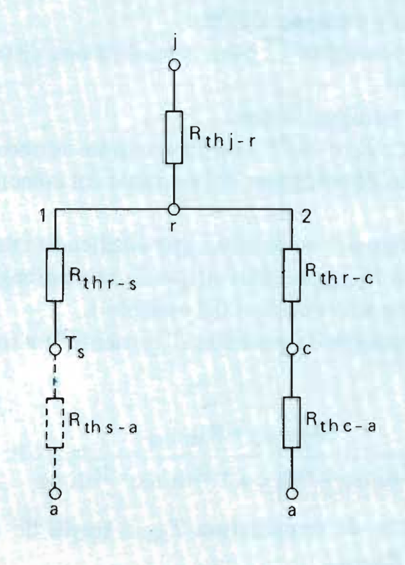


Figura 5. Esquema del circuito térmico equivalente cuando se conocen *th s-a* T_a y T_s. La resistencia $R_{th\ s\text{-}a}$ ha sido calculada.

En el modelo térmico se puede considerar la fuente de energía (P) como una fuente de corriente (véase la figura 4).

Así

$$T_j = PR_{th\ j\text{-}a} + T_a.$$

En este ejemplo

$$R_{th\ j\text{-}a} = R_{th\ j\text{-}r} + \frac{(R_{th\ r\text{-}s} + R_{th\ s\text{-}a})\,(R_{th\ r\text{-}c} + R_{th\ c\text{-}a})}{R_{th\ r\text{-}s} + R_{th\ s\text{-}a} + R_{th\ r\text{-}c} + R_{th\ c\text{-}a}}$$

$$= 124\ ^\circ C/W.$$

Como consecuencia

$$T_j = 0{,}8 \times 124 + 25 = 124\ ^\circ C.$$

Ejemplo II. Cálculo de T_j después de la medida de T_a y T_s

En muchos casos el uso de $R_{th\ s\text{-}a}$ conducirá a soluciones incorrectas debido a que no es exactamente conocida y debido a que otros componentes disipadores pueden afectar a la transferencia de calor del transistor. Por lo tanto, es mejor calcular T_j tomando como base la medida de la temperatura en el punto de soldadura (T_s) y T_a.

En la figura 5 se da el circuito térmico equivalente.

Tipo de transistor: BC635.
Potencia (P) a disipar: 0,8 W.
Terminal conductor de calor soldado a una pista radiadora de 1 cm^2.
Longitud terminal: 4 mm.
$T_a = 25°C$; $T_s = 50°C$ (medida con un termoacoplador en el punto de soldadura del terminal del colector).

En la figura 5 se ve claro que añadiendo una resistencia térmica $R_{th\ s\text{-}a}$ de valor tal que T_s se mantenga a 50°C, el problema se reducirá al del ejemplo I.

La disipación de potencia ("corriente") a través de la rama 1 es:

$$P_1 = \frac{R_{th\ r\text{-}c} + R_{th\ c\text{-}a}}{R_{th\ r\text{-}c} + R_{th\ c\text{-}a} + R_{th\ r\text{-}s} + R_{th\ s\text{-}a}}\,P.$$

La caída de temperatura $T_{s\text{-}a}$ a través de $R_{th\ s\text{-}a}$ es igual a $P_1\,R_{th\ s\text{-}a}$.

De estas ecuaciones se obtiene:

$$R_{th\ s\text{-}a} = \frac{(R_{th\ r\text{-}c} + R_{th\ c\text{-}a} + R_{th\ r\text{-}s})T_{s\text{-}a}}{(R_{th\ r\text{-}c} + R_{th\ c\text{-}a})P - T_{s\text{-}a}}.$$

Utilizando los mismos valores de R_{th} que en el ejemplo I, el nuevo valor de $R_{th\ s\text{-}a} = 45°C/W$. Ahora se puede utilizar el método de cálculo dado en el ejemplo I para llegar a $T_j = 109°C$.

Nota: Para evitar que la pista impresa se desprenda, T_s no puede ser mayor que 110°C.

En la tabla 1 se dan los valores de $R_{th\ j\text{-}r}$ y $R_{th\ j\text{-}a}$ para algunos transistores con cápsula TO-92. Los valores de $R_{th\ j\text{-}a}$ están basados en las ecuaciones dadas en el ejemplo I, utilizando las siguientes suposiciones:

- longitud del terminal: 4 mm
- área de cobre de la placa de circuito impreso (pista radiadora), 1 cm^2
- sin pinza radiadora.

La curva 1 de la figura 2 se aplica a todos los transistores dados en la tabla 1. Así:

$R_{th\ r\text{-}s} = 93\ °C/W$ (ver figura 2),
$R_{th\ s\text{-}a} = 90°\ C/W$ (ver figura 3),
$R_{th\ r\text{-}c} = 85°\ C/W$,
$R_{th\ c\text{-}a} = 220°\ C/W$.

Como consecuencia,

$$R_{th\ j\text{-}a} = R_{th\ j\text{-}r} + 114\ ^\circ C/W.$$ ■

Tabla 1. *Valores de $R_{th\ j\text{-}r}$ y $R_{th\ j\text{-}a}$ de algunos transistores con cápsula TO-93.*

tipo transistor	$R_{th\ j\text{-}r}$ (°C/W)	$R_{th\ j\text{-}a}$ (°C/W)
BC327	45	159
BC337	45	159
BC368	10	124
BC369	10	124
BC375	41	155
BC376	41	155
BC635	10	124
BC636	10	124
BF422	30	144
BF423	30	144

Tabla de equivalencias de diodos semiconductores

tipo a sustituir	sustitución	tipo a sustituir	sustitución	tipo a sustituir	sustitución	tipo a sustituir	sustitución
A2E5	BY126	AAY28	AAZ15	BA152	BA182;BA244	BAV70	
A2E9	BY126	AAY30	AAZ17;AAZ18	BA157		BAV99	
A7D	BY126	AAY32	AAZ17;AAZ18	BA158		BAW10	BAV20;BAX16
A23M	BYX39-600	AAY33	AAZ18	BA159		BAW21	BAV20;BAX16
A23N	BYX39-800	AAY41	AAZ18	BA161	BB205A	BAW21A	
A23P	BYX39-1000	AAY47	BAV10	BA162	BB105G	BAW21B	
A28B	BYX30-200	AAY49	BAV10	BA164	BAW62;BAX13	BAW24	BAV10
A28C	BYX30-300	AAY53	OA90	BA170	BAV10	BAW25	BAV10
A28D	BYX30-400	AAY54	OA90	BA173	BA145	BAW26	BAV10
A40B	BYX96-600	AAY55	OA90	BA174	BA182;BA244	BAW27	BAV10
A40C	BYX96-600	AAZ12	BAX13	BA175	BAV10	BAW30	BAV45
A40D	BYX96-900	AAZ13	AAZ18	BA176	OA91	BAW33	BAX12
A40E	BYX96-1200	AAZ15		BA177	BA182;BA244	BAW43	BAX15
A40M	BYX96-1200	AAZ17		BA179	OA200	BAW45	BAV20;BAX16
A44B	BYX96-600	AAZ18		BA182		BAW56	
A44C	BYX96-600	BA101	BA102	BA184	BA145	BAW57	BAX12
A44D	BYX96-900	BA102		BA186	BA145	BAW57N	BAX12
A44E	BYX96-1200	BA103	BAV20;BAX16	BA187	1N4151	BAW62	
A44M	BYX96-1200	BA104	BAV20;BAX16	BA188	BAX18	BAX12	
A70M	BYX30-600	BA105	BA145	BA189	BAX16;BAV20	BAX12A	
AA111	AA119	BA108	BAX18	BA190	BAX17;BAV21	BAX13	
AA112	AA119	BA109	BA102	BA195	BAX17	BAX14	
AA113	OA91	BA110	BB105G	BA209	BAW62	BAX14A	
AA114	AA119	BA111	BA102	BA211	BAX13;BAW62	BAX15	
AA116	OA90	BA112	BA216;BA316	BA214	BAX13;BAW62	BAX16	
AA117	OA95	BA114	BA216;BA316	BA216		BAX17	
AA118	OA95	BA116	AA119	BA217		BAX18	
AA119		BA119	BA102	BA218		BAX18A	
AA121	AA119	BA120	BB105G	BA219		BAX20	BAV10
AA123	OA90	BA121	BB106	BA220		BAX21	BAV10
AA130	OA90	BA124	BA102	BA221		BAX22	BAV20;BAX16
AA131	AA119	BA125	BA102	BA222		BAX25	BAW62;BAX13
AA132	OA95	BA127	BAX16;BAV20	BA243		BAX26	BAW62;BAX13
AA133	OA95	BA128	BAX16;BAV20	BA244		BAX27	BAV10
AA134	OA95	BA129	BA148	BA280		BAX78	BAV10
AA135	AAZ18	BA130	BAX13;BAW62	BA314		BAX84	BAV10;1N4150
AA136	AAZ17	BA136	BA318	BA314A		BAX88	BA100
AA137	AA119	BA137	BAX16;BAV20	BA315		BAX90	BA100
AA138	OA95	BA139	BB105G	BA316		BAY14	BYX10
AA139	AAZ17	BA140	BB105G	BA317		BAY15	BYX10
AA140	OA90	BA141	BB205A	BA318		BAY16	BYX10
AA142	AA119	BA142	BB105G	BA379		BAY17	BAV10
AA143	AA119	BA143	BAW62;BAX13	BA482		BAY18	BAV10
AA144	AAZ15	BA147	BAV20;BAX16	BA483		BAY19	BAX16
AAY11	OA95	BA147/50	BAW62;BAX13	BAS11		BAY20	BAX16
AAY12	AAZ15	BA147/150	BAV20;BAX16	BAS15	BAX13	BAY21	BAX145
AAY13	AAZ17	BA147/230	BAV21;BAX17	BAV10		BAY23	BYX10
AAY15	BAX13	BA147/300	BA145	BAV17	BAX18	BAY24	BYX10
AAY21	AAZ18	BA149	BB105G	BAV18 a 21		BAY25	BYX10
AAY27	AAZ17	BA150	BA102	BAV45		BAY31	BAW62;BAX13

tipo a sustituir	sustitución	tipo a sustituir	sustitución	tipo a sustituir	sustitución	tipo a sustituir	sustitución
BAY32	BAV20;BAX16	BG1897-641		BYX55+		CV7351	2N1308
BAY33	BAV20;BAX16	BG1897-642		BYX56+		CV7364	BAV10
BAY36	BAV10	BG1898-541		BYX60/200	BAX15	CV7369	OA91
BAY38	BAW62	BG1898-542		BYX60/400	BA145	CV7389	BAX13
BAY39	BAV20;BAX16	BG2000		BYX62/600R	BYX30-600R	CV8035	OA90
BAY41	BAV10	BY140	BY176	BYX71+		CV8036	OA91
BAY42	BAV10	BY144	BY176	BYX72+		CV8086	BAV10
BAY43	BAV10	BY164		BYX90+		CV8110	BYX38-600
BAY44	BAV20;BAX16	BY179		BYX91+		CV8243	OA90
BAY45	BAV20;BAX16	BY184		BYX96+		CV8332	OA90
BAY46	BAW62;BAX13	BY188A,B		BYX97+		CV8992	BYX10
BAY52	BAV20;BAX16	BY206		BYX98+		D1B	AA119
BAY60	1N4151	BY207		BYX99+		D1E	OA95
BAY63	BAV10	BY208+		BYY15	BYX97-900	D1SA	OA95
BAY67	BAV10	BY219	BYX38-1200	BYY16	BYX97-900R	D1W	AA119
BAY68	BAV10	BY223		BYY21	BYX30-200R	DK13	AAZ17
BAY69	BAV10	BY224		BYY22	BYX96-600	DP6	OA90
BAY71	BAW62	BY225		BYY23	BYX96-600R	DP6R	2-AA119
BAY74	BAW62	BY226		BYY24	BYX96-600	DP6C	OA90
BAY77	BAV10	BY227		BYY25	BYX96-600R	DP7	OA90
BAY78	BAX12	BY228		BYY69 *a* 78	BYX96+	DP10	OA90
BAY82	BAW62;BAX13	BY264	BYX36-150	BYY93 *a* 96	BYX32+	DR5	BZX79-C5V1
BAY86	BAX18	BY277		BYZ10 *a* 19	BZY48+	DR6	BZX79-C6V2
BAY87	BAX12	BY406		C15	BA102	DR7	BZX79-C7V5
BAY88	BAX16	BY407		C20	BA102	DR128	BA100
BAY89	BYX10	BY409,A		CD000	BA100	DR313	OA95
BAY90	BYX10	BY476,A		CD0008	BA216	DR365	AA119
BAY91	BYX10	BY477		CD0014	BA216	DR464	OA95
BAY92	BYX10	BY478		CD0099	BA216	DS60	OA90
BAY93	BYX10	BYW19+		CDG00	BA100	DS61	OA90
BAY94	BAV10	BYW25		CG1C	OA95	DS62	OA90
BAY95	BAV10	BYW29+		CG1E	OA95	DS159	OA90
BAY98	BAV20;BAX16	BYW30+		CG4E	OA95	DS160	OA90
BAY99	BAV20;BAX16	BYW31+		CG12E	OA90	DS161	OA90
BAY103	BB110G	BYW54		CG41H	OA95	DS604	OA90
BB100	BB105G	BYW55		CG42H	OA95	DS611	OA90
BB100G	BB105G	BYW56		CG44H	OA95	DS621	OA90
BB105A	BB205A	BYW92+		CG50H	OA95	DS1601	OA90
BB105B	BB205B	BYX10		CG60H *a* 64H	OA90	DS1604	OA90
BB105G	BB205G	BYX13+	BYX96+	CG83H	AAZ17	DS1606	OA90
BB106		BYX15	BYX97-1200	CK705	OA90	DZ10A	BZX79-C9V1
BB109G		BYX16	BYX97-1200R	CK707	OA90	DZ12A	BZX79-C12
BB110B	BB204B	BYX20/200	BYX46-200	CK708	OA90	E107	AA119
BB110G	BB204G	BYX22+		CK713A	OA90	ED3	AA119
BB117		BYX25+		CV425	OA91	ED1800	AA119
BB119		BYX26	BYX36-300	CV442	AA119	ED1892	OA90
BB121A	BB105B;BB205	BYX28/400	BYX96-600	CV448	OA91	ED1903	OA95
BB121B	BB106	BYX30-200(R)	1N3891R	CV1353	OA91	ED2102	OA90
BB122	BB105G;BB205	BYX30-300(R)	1N3892R	CV1354	OA95	EFD108	OA95
BB139	BB106	BYX30-400(R)		CV3524	BAX16	EFD110	AA119
BB141A	BB105B;BB205	BYX30-500(R)		CV3924	OA95	EFD112	AA119
BB141B	BB205A	BYX30-600(R)		CV5063	OA95	F12	BYX38-300
BB204B		BYX32+		CV5209	BAV10	F21	BYX22-600
BB204G		BYX35		CV5855	OA95	F22	BYX38-300
BB205A		BYX36+		CV5864	BAX13	F41	BYX22-600
BB205B		BYX38+		CV5953	BAV10	F82	BYX38-1200
BB205G		BYX39+		CV7040	BAX16	F100	BAX16
BB212		BYX42+		CV7041	OA95	FB050	BY164
BB405B		BYX45+		CV7047	BAV10	FD3 *a* 7	AAZ18
BB405G		BYX46+		CV7048	BAV10	FD100	BAW62;BAX13
BBY31		BYX47+	BYX35	CV7076	BAX13	FD111	BAW62;BAX13
BG1895-541		BYX48+	BYX38+;BYX98+	CV7127	BAV10	FD200	BAV10;BAX16
BG1895-542		BYX49+		CV7130	OA91	FD600	BAV10
BG1897-541		BYX50+		CV731[illegible] *a* 7320	BYX38+	FD700	BAW62;BAX13
BG1897-542		BYX52+	BYX56+;BYX97+	CV7332	BAX16	FD777	BAW62;BAX13

tipo a sustituir	sustitución	tipo a sustituir	sustitución	tipo a sustituir	sustitución	tipo a sustituir	sustitución
FD827	BAV10	GD4S	OA95	GX54	OA95	M550A	OA95
FD828	BAW62	GD5	AA119	HD16A	OA90	M550B	OA95
FD829	BAW62;BAX13	GD5E	OA95	HD2053	OA95	M820	OA91
FD6666	BAV10	GD6	OA90	HD2057	OA95	M1230	OA91
FDH600	BAV10	GD6E	AA119	HD2060	OA95	M3100	OA95
FDH666	BAW56	GD8	OA95	HD2063	OA95	M6100	OA91
FDH694	BAW62;BAX13	GD8E	AAZ15	HD6005	OA200	MA23A	AA119
FDN600	BAW56	GD8F	AAZ15	HDS395	BA100	MA23B	AA119
FDN666	BAW56	GD11E	OA95	HE3593	BA100	MA23C	AA119
FDR300	BYX10	GD12	OA90	HG1005	OA95	MA51	AA119
FDR600	BAV10	GD12E	OA90	HG1012	OA90	MA51A	AA119
FDR700	BAW62;BAX13	GD13E	AA119	HG5008	AAZ17	MA4060D	BYX35
FM910	BYX97-600	GD71	OA90	HG5087	AAZ17	MC19	BAV20
G2	OA90	GD71E	OA90	HG5095	AAZ15	MC22	BAX12
G2,5/9	OA95	GD71E2	OA90	HG5808	AAZ17	MC2396	BA100
G4/10	OA90	GD71E3	OA90	HMG789	BAV20;BAX16	MR31	BA145
G5/2	AA119	GD71E4	OA90	HMG3593	BA100;BAV18	MSS1000	BA216;BA316
G5/4	OA95	GD71E5	OA90	HMN3593	BAV20;BAX16	MSS1001	BA216;BA316
G5/5	AA119	GD72	AA119	HMR3593	BAV20;BAX16	NU34	OA95
G5/6	OA95	GD72E	AA119	HMS3593	BAV20;BAX16	NU38	OA95
G5/61	OA95	GD72E3	OA90	HS101	BAV20;BAX16	NU58	OA95
G5/65	AA119	GD72E4	OA90	HS1004	BAV20;BAX16	NV34	OA95
G5/103	AA119	GD72E5	OA90	HS1005	BAV20;BAX16	NV38	OA95
G5/104	OA95	GD73E	AA119	HS1006	BAV20;BAX16	NV58	OA95
G5/105	AA119	GD73E4	AA119	HS1007	BAV20;BAX16	OA5	AAZ15
G5/161	OA95	GD73E5	AA119	HS1008	BAV20;BAX16	OA7	AAZ17
G6HZ	BYX39-600	GEX12	OA90	HS1009	BAV20;BAX16	OA9	AAZ18
G8HZ	BYZ39-800	GEX13	OA95	HS1010	BAV20;BAX16	OA10	AAZ17
G26	OA90	GEX23	OA95	HS1011	BAV20;BAX16	OA21	OA90
G48	AA119	GEX24	OA95	HS1012	BAV20;BAX16	OA45	BAV10
G50	OA95	GEX34	AA119	HS1395	BAV20;BAX16	OA47	AAZ17
G51	AA119	GEX35	AA119	ITT600	BAV62	OA48	BAV10
G53	OA90	GEX36	OA90	IWP	BY127	OA49	BAV10
G60	OA95	GEX37	OA90	K2,5/9	OA95	OA50 *a* 61	OA95
G63	OA95	GEX39	OA90	K4/10	BYX97-600	OA65	OA95
G65	OA95	GEX44	OA95	K5/4	BYX97-600	OA70	OA90
G66	OA95	GEX45	OA95	K5/5	BYX97-600	OA71	OA95
G67	OA95	GEX45/1	OA95	K5/61	BYX97-1200	OA72	AA119
G68	OA95	GEX45/2	OA95	K5/62	BYX97-1200	OA73	OA90
G69	OA95	GEX54	OA95	K5040	BYX97-1200	OA74	OA95
G296	BA148	GEX58	OA95	K6040	BYX97-1200	OA79	AA119
G498	AAZ17	GEX61	OA95	KSKE125C/500	BY127	OA80	OA91
G510	OA95	GEX66	AA119	M0	BAX12	OA81	OA95
G580	AAZ18	GEX71	AAZ18	M14	BAX15	OA85	OA90
G603	AA119	GEX941	AAZ15	M22	BAV21	OA86	OA95
G1010(R)	BYX42-300(R)	GEX942	AAZ15	M24	BA148	OA87	OA95
G2010(R)	BYX42-300(R)	GEX943	AAZ15	M34	BA148	OA90	
G3010(R)	BYX42-600(R)	GEX944	AAZ15	M34A	OA95	OA91	OA95
G4010(R)	BYX42-900(R)	GEX945	AAZ15	M38A	OA95	OA92	OA95
G5010(R)	BYX42-900(R)	GEX946	AAZ15	M42	BYX10	OA95	
G6010(R)	BYX42-900(R)	GEX951	AAZ18	M44	BYX10	OA96	BAW62
GA1	OA95	GEX952	AAZ18	M51/1N51	AA119	OA100-30	OA95
GA100	AA119	GR1	BYX50-200	M52	AA119	OA127	AAZ18
GA101	AA119	GR2	BYX50-300	M54A	OA95	OA128	AAZ17
GA104	OA95	GR2010	1N3891	M54A/1N54C	BAW62;1N4148	OA129	AAZ17
GD1E	OA95	GR3010	1N3892	M56/1N56	BAV10	OA130	AAZ15
GD1P	2-AA119	GR4010	BYX30-400	M69	BYX48-300	OA150	OA95
GD1Q	OA95	GSD2	OA95	M70	BYX48-600	OA159	AA119
GD2E	OA95	GSD2/5/9	OA91	M81/1N81	OA95	OA160	OA90
GD2Q	OA95	GSD4/10	OA95	M82	BYX10	OA161	OA95
GD3	OA90	GSD4/12	OA95	M84	BYX10	OA172	2-AA119
GD3E	OA95	GSD5/6	OA95	M95/1N95	1N4148	OA174	OA95
GD3/71	AAZ15	GSD5/61	OA95	M102	BY127	OA179	AA119
GD4	AA119	GSD5/62	OA95	M104	BYX10	OA180	AAZ17
GD4E	OA95	GSD9	OA95	M550	OA91	OA182	AAZ15

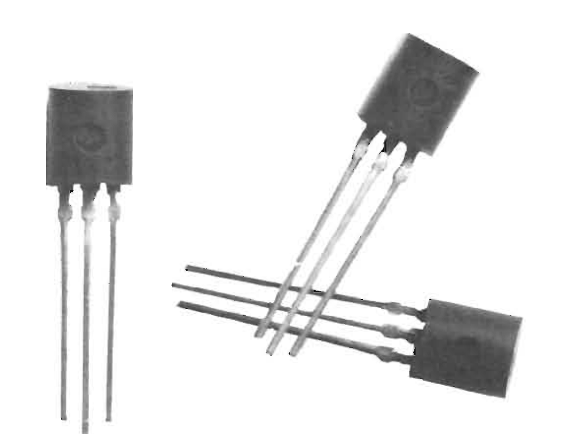
tipo a sustituir	sustitución	tipo a sustituir	sustitución	tipo a sustituir	sustitución	tipo a sustituir	sustitución
OA186	BAW62	SD30	BAX16	1G27	OA95	1N220	BA145
OA199	AA119	SD34	OA95	1G86	OA95	1N248A	BYX97-600
OA200	BAV18	SD38	OA95	1G91	OA90	1N248B	BYX97-600
OA202	BAV20	SD46	AA119	1G92	OA90	1N249A	BYX42-300
OA204	BAV18	SD50	BAX16	1G95	AA119	1N249B	BYX97-600
OA210 *a* 213	BYX38+	SD54	OA95	1HT180	BY179	1N250A	BYX97-600
OA215	BYX38-600	SD60	OA90	1N27	OA95	1N250B	BYX97-600
OA216	BYX38-300	SD80	BAX16	1N28A	OA95	1N251	BAV20;BAX16
OA250	BYX97-600	SD220	BAX16	1N30	OA95	1N252	BAV20;BAX16
OA251	BYX97-600	SE32	BA148	1N32A	OA95	1N265	OA95
OA252	BYX97-600	SFD010	AA119	1N34	OA95	1N266	OA95
OA257	OA90	SFD021	AAZ17	1N35	AA119	1N267	AA119
OA258	OA90	SFD037	AAZ17	1N36	AA119	1N270	OA95
OA260	BYX97-600	SFD083	BA217	1N38	OA95	1N276	AAZ15
OA261	OA95	SFD104	OA90	1N39A	OA95	1N277	AAZ15
OA265	OA95	SFD106	OA90	1N40	AA119	1N279	AAZ15
OA266	OA95	SFD107	AA119	1N42	OA95	1N281	AAZ15
OS34	BAV20	SFD108	OA95	1N43	OA95	1N283	AAZ18
OS35	BAV20	SFD110	AA119	1N44	OA95	1N290	OA95
OSB9110		SFD112	AA119	1N45	OA95	1N292	BAV10
OSB9210		SFD113	AA119	1N46	BAW62;1N4148	1N294	OA95
OSB9410		SFD115	AA119	1N47 *a* 52	OA95	1N295(A)	AA119
OSM9110		SFD119	BAV10	1N54	OA95	1N297	OA95
OSM9210		SFD121	AAZ18	1N56	OA95	1N298	OA95
OSM9410		SFD122	AAZ17	1N57	OA95	1N300A	BAV20;BAX16
OSS9110		SFD125	AAZ15	1N58	OA95	1N301	BAV18
OSS9210		SFD127	AAZ17	1N60	AA119	1N303	BAX16
OSS9410		SFD129	AAZ18	1N61	OA95	1N310	BYX36-150
P6HZ	BYX96-1000R	SFD132	AAZ17	1N62	OA95	1N313	OA95
RL31	OA95	SFD135	AAZ15	1N63	OA95	1N314	AAZ15
RL31G	AA119	SFD180	BAV20;BAX16	1N64	AA119	1N319	AA119
RL32	OA95	SFD181	BAV20;BAX16	1N65 *a* 71	OA95	1N330	BAV20;BAX16
RL32G	AA119	SFD182	AA119	1N74	OA95	1N350	BA100
RL33	AA119	SFR125	AAZ15	1N75	OA95	1N351	BAV20;BAX16
RL33D	AA119	SX561	BAV10	1N81	OA95	1N352	BA148
RL34	OA95	SX641	BAV10	1N82	OA95	1N355	OA95
RL34G	OA95	T12G	AAZ17	1N84	OA95	1N380	BA100
RL41	OA90	T13G	AAZ17	1N86	OA95	1N385	BAV20;BAX16
RL41G	OA90	T14G	AAZ17	1N87	AA119	1N386	BAV20;BAX16
RL43	OA95	T21G	AA119	1N88	OA95	1N424	BAV20;BAX16
RL43G	OA95	TF1	BYX36-150	1N89	OA95	1N432	BAV20;BAX16
RL44	OA95	TF2	BYX36-150	1N90	OA95	1N433	BAV20;BAX16
RL44G	OA95	TF5	BAW62	1N95 *a* 100	OA95	1N434	BAV20;BAX16
RL49	OA90	TF6	1N914	1N105	OA90	1N448	OA95
RL52	AA119	TF7	BAW62	1N111 *a* 118	OA95	1N456A	BAW62
RL143	OA95	TF11	BA100	1N119	BAW62;1N4148	1N457	BAV20;BAX16
RL231	OA95	TF20	BAX16	1N120	BAW62;1N4148	1N457M	BAV18
RL232	AA119	TF21	BAX15	1N126(A)	OA95	1N458	BAV20;BAX16
RL329	AA119	TF22	OA202	1N127(A)	OA95	1N459	BAV21;BAX17
RL349	OA90	TF23	BA145	1N128(A)	OA95	1N460	BA216;BA316
RL419	OA90	TF44	BAX13	1N132	AA119	1N461 *a* 464	BAV20;BAX16
RL439	OA95	TF51	BAV10	1N135	OA95	1N476 *a* 480	OA95
RL449	OA95	TF75	BAW62;1N4448	1N137	BAV20;BAX16	1N482	BAV20;BAX16
RN6015	BYX25-1000	UT3005	BYX49-300	1N138A	BAV20;BAX16	1N483	BAV20;BAX16
S21 *a* 24	BAX16	VD11	OA90	1N138B	BAV20;BAX16	1N484	BAV20;BAX16
S32 *a* 35	BAV20;Bax16	VD12	OA90	1N141	OA95	1N485	BAV21;BAX17
S407	BA100;BAV18	VD13	OA90	1N142	OA95	1N486(A)	BA148
S555G	BAW62	WX1	OA95	1N175	OA95	1N487(A)	BA148
SAY30	BAV18;BAX16	ZS8	BAW62	1N191	BAW62;1N4148	1N488(A)	BA148
SAY32	BAV18;BAX16	ZS10	AA119	1N192	BAW62;1N4148	1N501	AAZ15
SAY40	AA119	ZS40	AA119	1N194A	BAV18	1N520	BA216;BA316
SAY42	BAV18;BAX16	ZS41	BAW62	1N198	OA95	1N527	AA119
SD5	BAV20;BAX16	ZS91	BAX16	1N200 *a* 211	BAV20;BAX16	1N536	BY126
SD7	BAX16	ZS141	BAX62	1N215	BAV20;BAX16	1N537 *a* 540	BY127
SD15	BAX16	ZS142	BAW62	1N216	BAV20;BAX16	1N541	AA119

tipo a sustituir	sustitución	tipo a sustituir	sustitución	tipo a sustituir	sustitución	tipo a sustituir	sustitución
1N542	2-AA119	1N3062	BAV10	1N4532	BAW56	16P1	BA218
1N597	BYX10	1N3063	BAV10	1N4606	BAV10	16P2	BAV10
1N615	OA90	1N3064	BAV10	1N4607	BAV10	17P1	AAZ15
1N616	OA90	1N3065	1N4151	1N4610	BAV10	17P2	BAZ18
1N617	OA95	1N3066	BAW62;BAX13	1N4721 *a* 4725	BYX99+	18P2	BAV10
1N618	OA95	1N3067	BAW62;BAX13	1N4726	BAV20;BAX16	19P1	OA90
1N625	BAW62;BAX13	1N3068	BAW62;BAX13	1N4727	BAV10	19P2	BAV10
1N636	OA95	1N3069	BAV10	1N4785	BYX42-300	22P1	BAW62
1N643	BAV20;BAX16	1N3070	BAV20;BAX16	1N4818	BYX38-300	23J2	BYZ10
1N658	BAV20;BAX16	1N3071	BAX17	1N4820	BYX22-600	24J2	BAX16;BAV10
1N659	BAV20;BAX16	1N3121	AAZ17	1N4861	BAV20;BAX16	25J2	BAX16
1N660	BAV20;BAX16	1N3122	AAZ18	1N4940	BAX12	25P1	AAZ15
1N661(A)	BAV21;BAX17	1N3147	BAW62	1N4951	BAV20;BAX16	25J2	OA200;BAV18
1N662	BAV20;BAX16	1N3182	BA102	1N5055	BA316	27J2	BAX16
1N663	BAV20;BAX16	1N3282	BYX10	1N5060		28J2	OA200
1N676	BAX16	1N3283	BYX10	1N5061		29P1	BAV19
1N678	BAV21	1N3291 *a* 3295	BYX32+	1N5062		30P4	BAV10
1N695	AAZ15	1N3309 *a* 3337	BYZ91+	1N5220	BAW62;BAX13	34P1	AAZ18
1N696	BAW62;BAX13	1N3483	BAV10	1N5282	BAV10	34P4	BAW62;BAX13
1N697	BAX12	1N3484	AAZ15	1N5317	BAV10	34PA4	BA218
1N698	BAW62;BAX13	1N3575	BAX18	1N5318	BAV10	40P1	AA119
1N781(A)	AA119	1N3592	AAZ18	1N5319	BAV10	41HF20	BYX97-300
1N789(M)	BAV18	1N3593	BAV20;BAX16	1N5427 *a* 5430	BAW62;BAX13	41HF60	BYX97-900
1N811	BAV20;BAX16	1N3595	BAX15	1N5431	BAV10	41HF80	BYX97-1200
1N813M	BAV20;BAX16	1N3600	BAX12	1N5432	BAV10	41P1	AA119
1N821		1N3604	BAV10	1P541	AA119	42J2	BAX18
1N823		1N3605	BAV10	1P542	AA119	42R2	BYX48-300
1N825		1N3671	BYX42-1200	1S32	OA90	42R6	BYX36-150
1N827		1N3754	BAV21;BAX16	1S33	OA90	44P1	AA119
1N829		1N3769	OA95	1S34	OA90	44P2	BAX16;BAV20
1N837A	BAV20;BAX16	1N3879(R)		1S44	BAW62;BAX13	44R2(R)	BYX38-600(R)
1N846	BAV10	1N3880(R)	BYX50-300(R)	1S74	OA95	45J2	BAV18
1N900	BA219;BAV19	1N3881(R)	BYX50-300(R)	1S80	OA90	45P1	BAX16;BAV20
1N903A	1N4150;BAV10	1N3882(R)	BYX50-300(R)	1S83	AAZ15	45P2	BAX16;BAV20
1N904	BAV10	1N3883(R)	BYX50-300(R)	1S132	BAX17	46P1	AA119
1N914		1N3889(R)		1S137	OA90	46P2	BAV18
1N914A		1N3890(R)	BYX30-200(R)	1S188	OA95	47P2	BAX16;BAV20
1N915	BAV10	1N3891(R)	BYX30-200(R)	1S426	OA90	48P2	BAV18
1N916		1N3892(R)		1S446	OA95	50J4	BA148
1N916A		1N3893	BYX30-400	1S920 *a* 923	BA148	52J2	BA148
1N916B		1N3899		1S1007	BAX15	61SV	
1N917	BAV10	1N3900		1SO21	BYX22-600	62J2	BA148
1N930	BA100;BAV18	1N3901		1T22	OA95	63J2	BA148
1N995	AAZ18	1N3902		1T23	OA90	67J2	BYX10
1N997	BAV18	1N3909		4/10	OA95	0100	BAX12
1N1052	BYX71-350	1N3910		4/12	OA95	0101	BAV20;BAX16
1N1092	BYX38-600	1N3911		5/61	OA95	0111	BAV20;BAX16
1N1097	BYX10	1N3912		5/62	OA95	134P4	BAW62
1N1115 *a* 1120	BYX38+	1N3939	BY22-600	5J180	AA119	135P4	BAW62
1N1124	BYX48-300	1N4092	BA218	5J180E	OA90	136P4	BAW62
1N1191A	BYX97-300	1N4149	1N4148	10B2	BYX38-300	137P4	BAW62
1N1194A	BYX38-300	1N4150		10B8	BYX38-1200	0500	BAX18
1N1195 *a* 1198A	BYX96+	1N4151		10R2(R)	BYX38-300(R)	0501	BAV20;BAX16
1N1202A	BYX42-600	1N4152	BAV10	10WM2	BYX32-600	0502	BA145
1N1206A	BYX42-600	1N4153	BAV10	12P2	BAX17	0504	BYX10
1N1217	BYX38-300	1N4154	BAW62;BAX13	13J2	BA148	0507	BYX10
1N1342	BYX38-300	1N4155	BA148	13P1	AAZ18	610C,612C	BA218
1N1343A	BYX48-300	1N4244	BA182	13P2	BAX15		
1N1348	BYX42-600	1N4441	BAW62;1N4148	14P1	AAZ17		
1N1443	BYX38-1200	1N4446		14P2	BAX16		
1N1621	BYX42-300	1N4447	1N4446	15P1	AAZ15		
1N1624	BYX42-600	1N4448		15P2	BAV10		
1N2024B	BYX42-400	1N4450	BAV10	15R2	BYX25-600		
1N2160	BYX97-1200	1N4454	1N914	16J2	BYX10		
1N2545B	BYX38-1200	1N4531	BAW56	16J2F	BYX10		

subrayado = sustancialmente diferente

+ = serie

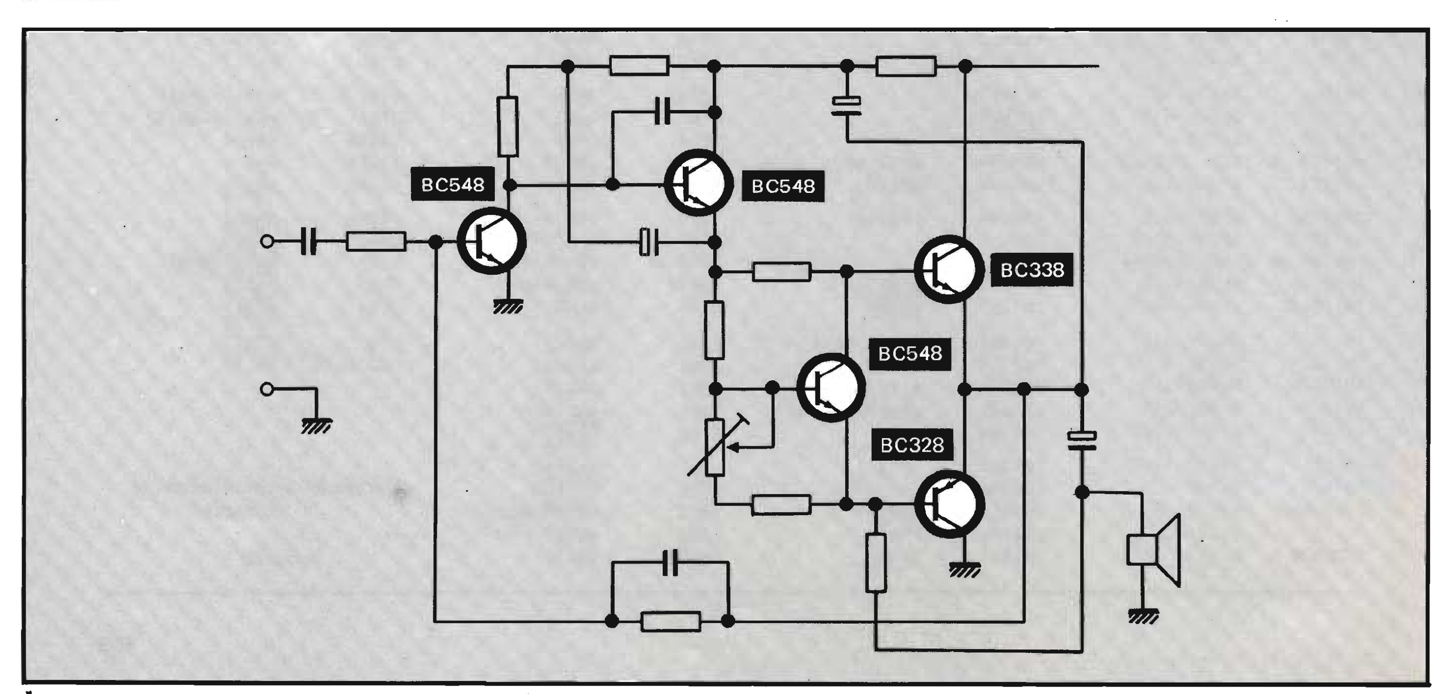
NUEVOS TRANSISTORES EN CAPSULA TO-92



La gama de nuevos transistores de baja frecuencia en cápsula TO92 de producción local incluye la familia **BC327/337** y **BC635/636** de 0,5 a 1 A respectivamente*.
Estos transistores vienen a sustituir, para nuevos diseños, a los de la serie **AC187/188**.
Gracias a su especial diseño, la máxima potencia disipada es de 0,8 a 1 vatio (Tamb = 25°C). Se emplean en:

- etapas excitadoras
- amplificadores de audio
- radio, radio portátil
- televisión en color y en blanco/negro
- aplicaciones generales

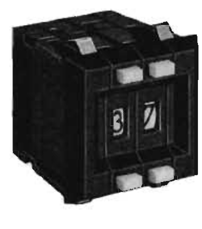
Ic (A)	NPN 25 V	PNP 25 V	NPN 45 V	PNP 45 V	NPN 60 V	PNP 60 V	NPN 100 V	PNP 100 V
0,5	BC338	BC328	BC337	BC327				
1	BC368	BC369	BC635	BC636	BC637	BC638	BC639	BC640



*Próximamente se introducirán en cápsula TO92 los transistores de salida de vídeo complementarios, clase B, **BF422/423.**

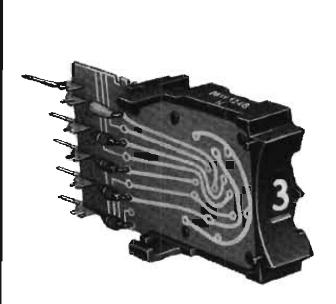
CONMUTADORES ROTATIVOS





SERIE INDUSTRIAL

- Versión T, para la selección de la cifra mediante rotor.
- Versión B, para la selección mediante pulsadores.
- Gama completa en conmutadores decimales, codificación y decodificación.
- Disponibles con terminales para conexión wire-wrap



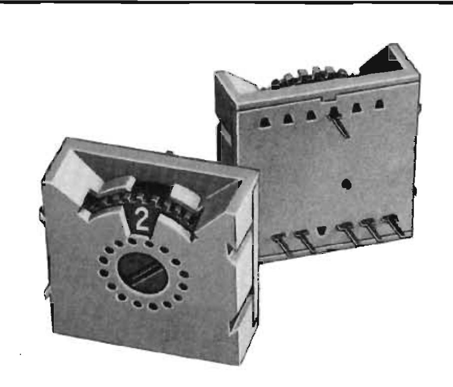

SERIE MINIATURA

- Versión normalizada para la selección de la cifra mediante rotor.
- Versión F, para la selección mediante pulsadores.
- Existe la misma gama que en la serie industrial.




SERIE 84, MODULOS VISUALIZADORES 7-SEGMENTOS

- Permite realizar el montaje de sistemas de visualización en combinación con los conmutadores rotativos miniatura.
- Punto decimal a la izquierda.
- Dimensiones 11 x 7,62 mm.
- Posibilidad de suministro: visualizador, visualizador y decodificador montado en módulo TTL compatible, versiones C—MOS compatible.
- Opciones: – rotor iluminado.
  - terminales para conexión wire-wrap.



NUEVA SERIE E

- Conmutadores para montaje directo sobre placas de circuito impreso.
- Versiones en decimal y hexadecimal.
- $V_{máx.} = 250$ V. $I_{máx.\ conmut.} = 0{,}15$ A



Revista "Miniwatt"

Vol. 18 - Núm. 5

50 Ptas.

Materiales de Ferroxcube

Revista Miniwatt



VOLUMEN 18 - Número 5

MAYO 1979

INDICE

Errata: el texto de pie de figura de la portada de Revista Miniwatt, volumen 18, N.º 3 debe decir: "Componentes para microondas: circuladores y aisladores", y el de volumen 18, N.º 4: "Transformadores AT 2102/02 y AT 2140/10 para tubos monitores semiprofesionales".

PUBLICADA POR COMPAÑIA DE PRODUCTOS ELECTRONICOS "COPRESA", S. A.

Revista MINIWATT
Balmes, 22 - Barcelona-7

SUSCRIPCION ANUAL (11 números). . . . 450 Ptas.
GASTOS ENVIO CONTRA-REEMBOLSO . 30 Ptas.
CAMBIO DOMICILIO . . . . 25 Ptas.

Depósito Legal: B.18.387-61

GRAFESA - Nápoles, 249 - Barcelona

Transistores de la serie BU426 para fuentes de alimentación conmutadas para TV

El propósito de este artículo es dar una breve descripción del proceso de fabricación de la serie BU426 y proporcionar información sobre las condiciones de funcionamiento más adecuadas para los transistores en fuentes de alimentación conmutadas. Se incluyen gráficas desarrolladas para determinar rápidamente las condiciones de trabajo óptimas adoptando un procedimiento de diseño normalizado. El artículo concluye con un ejemplo de diseño de una fuente de alimentación conmutada básica aislada de la red para televisión en color que utiliza un convertidor de retroceso.

El transistor de salida de una fuente de alimentación conmutada en un receptor de televisión en color debe ser capaz de conmutar corrientes de hasta 3 A, deberá tener una tensión de saturación baja y ser capaz de soportar una tensión colector-emisor entre 300 V y 700 V en el instante de paso a conducción. Hasta ahora, estos requisitos han sido cumplidos por el BU126; sin embargo, ha habido una constante demanda de transistores con un área de funcionamiento de seguridad (SOAR) más amplio. Para cubrir esta demanda se ha desarrollado la serie BU426 de transistores de potencia de alta tensión de vidrio pasivado con cápsula de plástico SOT-93. Esta serie comprende el BU426, el BU426A y el BU433, los cuales tienen un SOAR ampliado más del doble que el del BU126 y una máxima tensión colector-emisor permisible durante el paso a conducción de 700 V (100 V más que el BU126). Esto hace que aumente la relación de espiras del inductor de choque de salida de la fuente (transformador), reduciendo así el pico de la corriente de colector del transistor de salida un 20%.

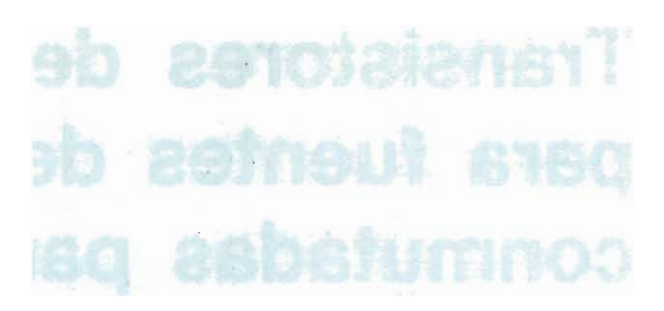
El BU426 está diseñado principalmente para ser utilizado en fuentes conmutadas con convertidor de retroceso (con aislamiento de la red, como se describió en Revista Miniwatt, Vol. 16, N.º 8 y Vol. 17, N.º 7). El BU426A es una versión del BU426 de mayor tensión. El BU433 está diseñado principalmente para ser utilizado en una fuente de alimentación conmutada con convertidor directo (sin aislamiento de la red, como se describió en Revista Miniwatt, Vol. 16, N.º 8 y Vol. 17, N.º 5) donde la influencia de su mayor tiempo de paso a bloqueo es contrarrestado por un valor de pico más bajo de la tensión de colector. En la tabla 1 se da un resumen de datos de la serie BU426.

LA CONSTRUCCION CONVENCIONAL DE LOS TRANSISTORES BU126

La mayoría de los transistores de rápida conmutación y de alta tensión, incluyendo el BU126, son de triple difusión. Para los transistores NPN, este proceso se inicia con una capa de silicio tipo N de elevada resistividad. Para obtener la baja resistencia necesaria para los colectores, se reduce el espesor de la región de colector ligeramente dopada (N^-), sin debilitar la capa, efectuando una difusión fuertemente dopada en la cara inferior (difusión N^+ en la superficie posterior). La segunda difusión se hace uniformemente sobre toda la superficie superior de la capa de silicio para proporcionar la región de la base tipo P. La tercera y última difusión se hace en áreas seleccionadas a través de una máscara para definir las regiones del emisor de los transistores. La figura 1 muestra una sección de un cristal de transistor después de haber sido separado de un conjunto de ellos.

La tensión de colector cae a través de la relativamente delgada capa del material del colector altamente resistivo. Como la constante dieléctrica del silicio es unas doce veces la del aire, la intensidad del campo eléctrico es más

elevada en los bordes del cristal. Para reducir la intensidad del campo en este área, se biselan las superficies laterales para hacerlas más extensas. Entonces, todo el cristal es cubierto con goma de silicona, como muestra la figura 1. Como la unión colector-base permanece expuesta hasta que es aplicado el recubrimiento de goma, solamente se puede obtener una característica de pérdidas adecuada y estable si el ambiente que rodea el cristal es cuidadosamente controlado durante el proceso de fabricación.



LA NUEVA CONSTRUCCION DE LA SERIE BU426

Pasivación especial con vidrio

Para hacer la serie BU426 se ha utilizado una nueva técnica de fabricación de transistores de alta tensión. Como muestra la figura 2, con esta técnica tanto la base como el emisor se difunden a través de máscaras. Los bordes de la base son entonces grabados de forma que la base queda rodeada de un surco. Para reducir la intensidad del campo eléctrico en los alrededores del surco, se cubre su superficie con una capa relativamente gruesa de un vidrio especial, cuando los cristales todavía están unidos. Las principales ventajas de este tipo de pasivación con vidrio son:

- Debido al íntimo contacto entre el cristal y la capa de pasivación (vidrio en el silicio grabado), la unión colector-base es mucho más estable que en los cristales recubiertos de goma.
- Como la unión base-colector es sellada antes de que el conjunto de cristales sea dividido, los requisitos ambientales durante la siguiente manipulación de los cristales separados son mucho menos críticos.
- Como la unión base-colector es sellada por la capa de pasivación, el encapsulado de plástico no degrada la fiabilidad del transistor terminado (los cristales para alta tensión sin pasivación con vidrio no pueden ser encapsulados en plástico con fiabilidad).
- Los cristales pueden ser probados antes de separarlos del conjunto. Por tanto, los cristales que no cumplen las especificaciones pueden ser rechazados antes de ser montados.

Aumento de la energía de segunda ruptura

El fenómeno potencialmente destructivo de la segunda ruptura se presenta cuando la energía absorbida por un transistor es superior que un nivel crítico y produce puntos calientes en el cristal. La energía para la que se presenta segunda ruptura depende de la geometría de la base y del emisor, y de la uniformidad de la distribución

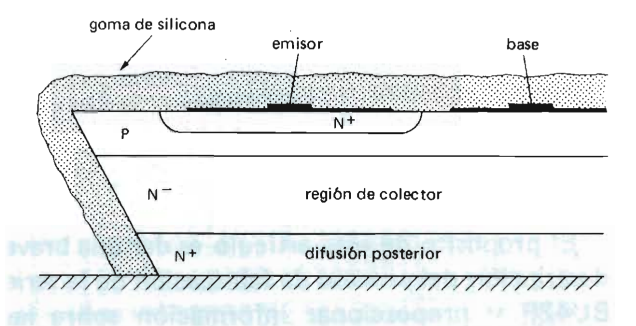


Figura 1. Sección de un transistor de triple difusión. La intensidad de campo eléctrico en los lados del cristal se reduce cortando en sesgo los laterales y cubriendo el cristal entero con goma de silicona.

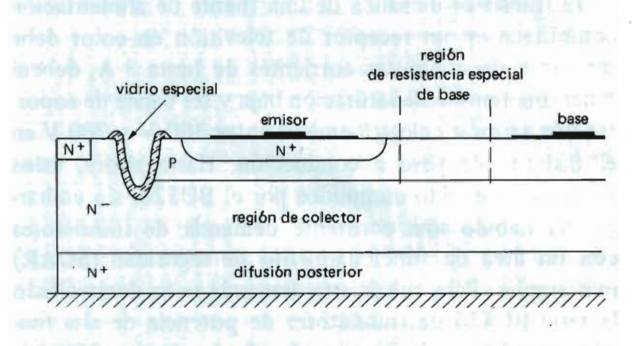


Figura 2. Sección de un transistor pasivado con vidrio. La intensidad del campo eléctrico se reduce grabando con máscara los lados de la base difundida y cubriendo el surco con una capa de vidrio especial. Se obtiene una mejor distribución de corriente (segunda ruptura) difundiendo una región de resistencia en serie con la base.

de la corriente en el cristal. En los transistores de la serie BU426, se ha obtenido una distribución de corriente más uniforme utilizando técnicas especiales de difusión para incorporar una resistencia de bajo valor en serie con la base. Esto hace que aumente la energía de segunda ruptura hasta cuatro veces la del BU126. La figura 2 muestra la situación de la resistencia en la región de la base adyacente al emisor.

Unión eutéctica del cristal al substrato

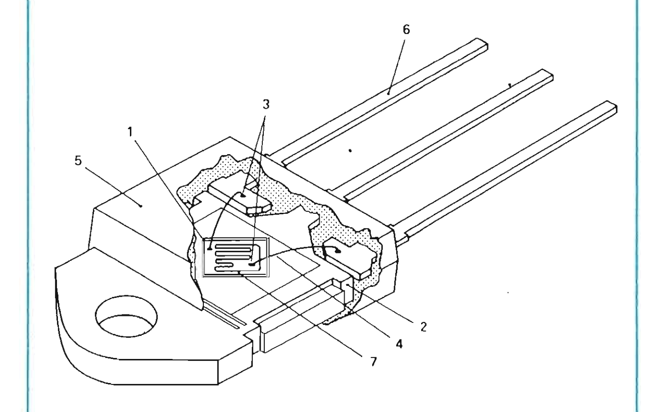
En un transistor convencional, el cristal normalmente es soldado al soporte con estaño. La pequeña cantidad de aire que inevitablemente queda atrapada en la unión provoca una amplia dispersión en la resistencia térmica entre el cristal y su base de montaje. En la construcción del BU426 se evitan elevadas temperaturas localizadas en el cristal utilizando la técnica de soldadura dura para conseguir una unión homogénea libre de fatigas y aumentar así el acoplamiento térmico entre el cristal y el soporte. La primera etapa del proceso de soldadura dura consiste en depositar una delgada capa de oro en la cara inferior del cristal pasivado y en el área que éste ocupará en el soporte de cobre niquelado. El cristal es entonces puesto en contacto con el soporte bajo presión y la combinación cristal/soporte es calentada mientras el cristal es "limpiado" respecto al área dorada. Por este sistema, se forma una unión eutéctica oro/silicio entre el cristal y la base de montaje. Las principales ventajas de la unión eutéctica son: una fatiga térmica reducida y un aumento de la fiabilidad, especialmente durante fallos del circuito. Esto se expresa en los datos publicados de la serie BU246 como un aumento considerable del área de funcionamiento de seguridad.

La figura 3 muestra los transistores de la serie BU426 antes de la separación del peine soporte. En la tabla 2 se comparan los parámetros de diseño más importantes del BU126 y de la serie BU426.

CONDICIONES DE FUNCIONAMIENTO DE LOS TRANSISTORES DE SALIDA DE FUENTES DE ALIMENTACION CONMUTADAS

Disposiciones básicas del circuito

Como se explicó en Revista Miniwatt Vol. 16, N.° 8, una fuente de alimentación conmutada que utiliza un convertidor directo es la más adecuada para ser utilizada en receptores de televisión cuyo chasis no necesita estar aislado de la red. Las fuentes de alimentación conmutadas que utilizan un convertidor de retroceso son normalmente utilizadas en receptores de televisión aislados de la red. En las figuras 4 y 5 se dan los esquemas básicos



1. Unión eutéctica oro/silicio
2. Soporte de cobre
3. Soldaduras ultrasónicas
4. Hilos de conexionado de aluminio
5. Cápsula de plástico de silicona
6. Terminales estañados
7. Cristal pasivado con vidrio.

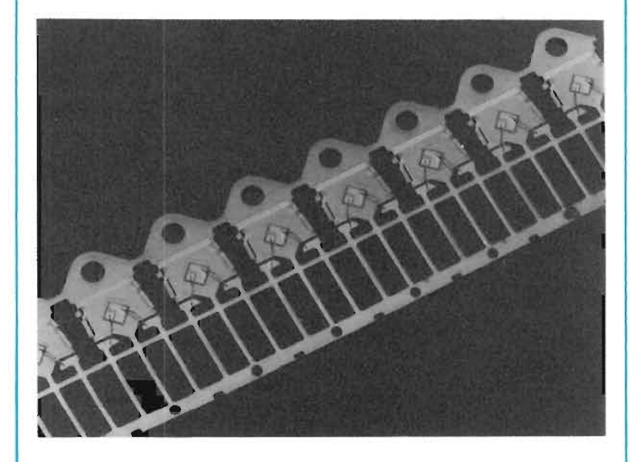
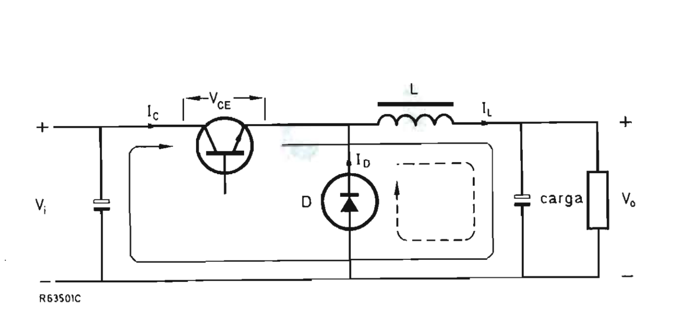
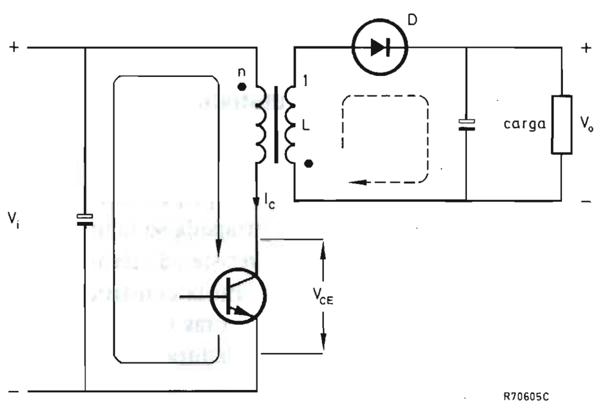
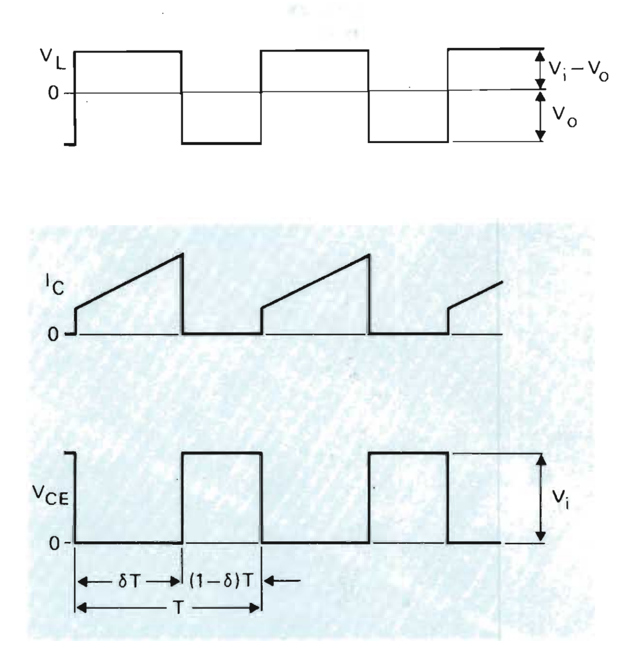


Figura 3. Construcción de los transistores BU426/BU433. (a) Vista en perspectiva; (b) los transistores antes de ser encapsulados y separados del peine.







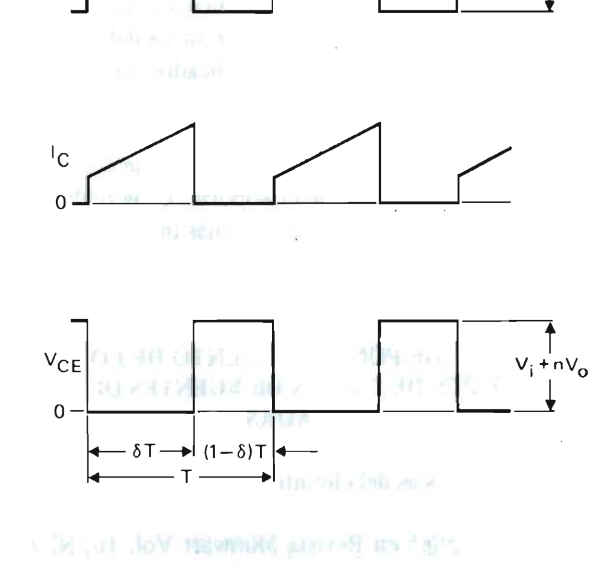


Figura 4. Circuito básico y formas de onda de un convertidor directo.

Figura 5. Circuito básico y formas de onda de un convertidor de retroceso.

y las formas de onda asociadas para los dos tipos de convertidores.

Principio de funcionamiento

El principio de funcionamiento de ambos circuitos es el siguiente. Cuando el transistor conduce, el diodo de efecto de volante es polarizado en sentido inverso y la energía es almacenada en el inductor de choque. Cuando el transistor deja de conducir, la tensión a través de inductor de choque se invierte, el diodo de efecto de volante conduce y la energía almacenada en el inductor de choque se convierte en una carga electrostática en el condensador de salida. Variando el tiempo durante el cual el transistor conduce, puede ser controlada la cantidad de energía almacenada en el inductor de choque y por lo tanto el nivel final de la tensión de salida. En el convertidor de retroceso, toda la energía necesaria en la salida pasa directamente a través del transistor y del diodo de efecto de volante. En el convertidor directo, donde el inductor de choque está conectado en serie con la carga de salida, solamente una parte de la energía necesaria a la salida pasa directamente a través del transistor, derivándose la energía restante obtenida del choque a través del diodo de efecto de volante cuando el transistor no conduce. Por lo tanto, el producto VA para los elementos de conmutación (transistor y diodo) es inferior que el del convertidor de retroceso.

Inductancia mínima del inductor de choque

Como la impedancia interna de la fuente depende del factor de trabajo de la corriente del diodo, el diodo de efecto de volante en ambos circuitos debe continuar conduciendo durante todo el tiempo que el transistor está bloqueado. Por lo tanto, la inductancia mínima del choque es el valor que limita el valor pico a pico de la corriente de rizado a través del inductor de choque al doble del valor medio.

Inductancia máxima del inductor de choque

Como el convertidor directo no impone una inductancia máxima para el choque, algunos circuitos de este tipo utilizan un choque con una inductancia suficientemente elevada como para permitir la utilización de un núcleo de hierro (las pérdidas en el núcleo están limitadas por la variación de la densidad de flujo). La forma de onda de la corriente de colector del transistor de salida es entonces casi rectangular.

En un convertidor de retroceso, la regulación está influenciada por la inductancia de fugas del inductor de choque. Por lo tanto, se debe utilizar la inductancia más baja posible. La forma de onda de la corriente de colector del transistor de salida será o en diente de sierra o trapezoidal en la cual la corriente al comienzo del período de conducción del transistor es aproximadamente 0,4 de la corriente al final del período de conducción.

Condiciones del colector en un circuito práctico

Factor de trabajo

Como la mayoría de los televisores se diseñan para funcionar a partir de la tensión de entrada alterna de red de entre 190 V y 260 V, la tensión continua de entrada al convertidor (V_i) estará entre 240 V y 370 V. La mayoría de las etapas de desviación horizontal utilizan un transistor de conmutación de salida (por ejemplo el BU208A) con una característica típica de tensión colector-emisor de 1200 V ($V_{CESM\ máx} = 1500$ V). Como la tensión en este transistor durante el retroceso es unas ocho veces mayor que la tensión durante la exploración, la tensión de salida del convertidor (V_0) debe ser del orden de $1200/8 = 150$ V. En el convertidor directo, esto conduce a un factor de trabajo ($\delta = V_0/V_i$) de 0,4 a 0,63. En un convertidor de retroceso, el factor de trabajo también depende de la relación de espiras (n:1) del inductor de choque, de forma que $\delta = nV_0/(V_i + nV_0)$. La relación de espiras deberá ser lo más alta que sea posible para limitar el valor de pico de la corriente de colector del transistor de salida. El único factor que limita el valor máximo de la relación de espiras es la máxima tensión colector-emisor que el transistor puede soportar durante el paso a conducción. Esta tensión, impuesta por el SOAR del transistor, es de 700 V para el BU426. Si se permite un margen de seguridad del 10%* ($V_{CE\ máx} = 630$ V), la máxima relación de espiras es

$$n_{máx} = \frac{V_{CEmáx} - V_{i\ máx}}{V_0} \approx 1{,}7.$$

Sustituyendo este valor en la fórmula del factor de trabajo $\delta = nV_0/(V_i + nV_0)$ se obtiene un margen de δ de 0,41 a 0,52 para el convertidor de retroceso.

---

*Si la tensión de entrada máxima es 370 V, este margen de seguridad de 70 V implica que son permisibles tolerancias de la tensión de salida (desajustes) de hasta el 25%. Si esto es insuficiente, puede utilizarse una relación de espiras inferior. Sin embargo si se hace esto, hay que tener cuidado de asegurar que la fiabilidad del BU426 no sea degradada (especialmente durante condiciones de fallo del circuito) debido a su reducida ganancia de corriente para elevadas corrientes de colector.

Tensión colector-emisor

La tensión colector-emisor del transistor de salida en ambos tipos de convertidor tiene una forma de onda rectangular. En el convertidor directo, el valor de pico de la tensión es igual a la tensión continua de entrada, es decir, $V_{CE} = V_i$. Por lo tanto, tiene un valor entre 240 V y 370 V. En el convertidor de retroceso, la tensión colector-emisor es función de la relación de espiras del choque de forma que $V_{CE} = V_i + nV_0$. Para una relación de espiras de 1,7:1, la tensión colector-emisor tiene un valor entre 500 V y 650 V.

Cuando el transistor de salida deja de conducir, su tensión colector-emisor aumenta rápidamente hasta que es fijada por el diodo de efecto de volante. La velocidad de subida está determinada por la inductancia del choque y por la capacidad parásita en el colector del transistor. En la práctica, si no se toman precauciones, la tensión colector-emisor alcanza su valor máximo bastante antes de que la corriente de colector haya caido a cero. Como esto da lugar a considerables pérdidas en paso a bloqueo y aumenta el riesgo de embalamiento térmico, normalmente se limita la velocidad de subida por medio de una red *C-D-R* conectada en paralelo con el transistor, como muestra la figura 6. Esta red introduce pérdidas que son directamente proporcionales al valor del condensador utilizado para limitar la velocidad de subida. Por tanto, este método no deberá utilizarse para prolongar excesivamente el tiempo de subida. En la práctica, se ha comprobado que una velocidad de subida de 1000 V/μs es satisfactoria. En el convertidor de retroceso, la inductancia de dispersión del choque produce una sobretensión en la tensión de colector. Por lo tanto, normalmente se utiliza una red fijadora en paralelo con el transistor, como muestra la figura 6.

Corriente de colector

En un convertidor de retroceso, la forma de onda de la corriente de colector es un diente de sierra o un trapecio. En un convertidor directo, la forma de onda de la corriente de colector puede ser casi rectangular. El valor de pico de la corriente de colector es función de la carga total en la fuente de alimentación, de la inductancia del choque y del factor de trabajo. En la práctica, el valor de pico de la corriente de colector del transistor de salida de una fuente de alimentación conmutada en un receptor de televisión en color está normalmente dentro del margen de 1 A a 3 A.

Cuando el transistor de salida de un convertidor directo pasa a conducción, el diodo de retroceso permanece conduciendo hasta que la corriente a través del diodo (incluyendo su energía de recuperación inversa) ha sido absorbida por el transistor. A menos que el tiempo de subida de la corriente de colector se prolongue, se producirá un transitorio en la corriente de colector y el transistor disipará considerable energía antes de saturarse. El tiempo de subida de la corriente de colector se puede prolongar conectando un inductor de bajo valor al colector del transistor, como muestra la figura 6. Cuando el transistor se bloquea de nuevo, el diodo y el resistor en paralelo con el inductor absorben la energía almacenada en éste y limitan así la tensión de pico en el transistor.

En un convertidor de retroceso, el transitorio de corriente en el paso a conducción producido por la corriente del diodo es limitado por la inductancia de dispersión del choque. Sin embargo, las corrientes de descarga a través de la capacidad parásita entre el colector del transistor y masa puede dar lugar a una disipación excesiva durante el paso a conducción o hacer que el funcionamiento del transistor esté fuera de los límites de su SOAR. Por lo tanto, frecuentemente también se utiliza la red *L-D-R* en el circuito de colector del transistor de salida de un convertidor de retroceso.

Frecuencia de conmutación

Las fuentes de alimentación conmutadas funcionan normalmente en una frecuencia dentro del margen comprendido entre 16 kHz y 50 kHz. No obstante, si la fuente debe proporcionar alimentación al circuito de desviación horizontal, resulta ventajoso sincronizarla con el oscilador horizontal (Revista Miniwatt Vol. 16, N.° 8). También puede considerarse el funcionamiento a la frecuencia doble del oscilador horizontal.

Temperatura de funcionamiento

Aunque la mayoría de los transistores de conmutación desarrollados recientemente tienen una temperatura máxima de unión de 150°C, en los circuitos prácticos esta temperatura está limitada a un valor entre 110°C y 125°C ($T_{mb} \approx 100$°C). Las razones de esta disminución de la temperatura son:

- En las modernas fuentes de alimentación compactas, la máxima temperatura admisible del radiador está limitada a la máxima temperatura que pueden soportar los componentes tales como las placas de circuito impreso, los condensadores electrolíticos, etc.
- Parte de la potencia disipada por el transistor de conmutación depende mucho de la temperatura (principalmente las pérdidas de paso a bloqueo y las debidas a las fugas). Por lo tanto, algunos transistores pueden volverse inestables térmicamente si la resistencia térmica del radiador se calcula respecto a la disipación total y a la diferencia entre la máxima temperatura

ambiente y la máxima temperatura de unión publicada.
- Cuando el transistor de salida de una fuente de alimentación conmutada pasa a bloqueo, su tensión de colector sube a una velocidad que está determinada principalmente por los parámetros del circuito. Como el tiempo de paso a bloqueo depende de la temperatura, el nivel de tensión en el colector cuando la corriente de colector se ha reducido a cero aumenta al aumentar la temperatura. Como esto puede dar lugar a una contracción de corriente, se deben evitar temperaturas de unión muy elevadas.
- En general, la estabilidad de la unión colector-base, y por lo tanto la fiabilidad del transistor mejoran si se reduce la temperatura de funcionamiento.

Resumen de las condiciones en el colector

En la tabla 3 están resumidas las condiciones de colector de los transistores de salida de convertidores directos y de retroceso, prácticos para receptores de televisión. Esta tabla muestra que el BU426 puede utilizarse bajo una amplia variedad de condiciones en el colector. Sin embargo, hay que observar que se ha obtenido un amplio margen del factor de trabajo para el convertidor directo. Si se supone que el efecto de esto en la disipación del transistor se compensa mediante el valor reducido de la tensión de pico de colector, pueden considerarse típicos para el BU426, una tensión de colector de unos 600 V y un factor de trabajo igual a 0,5.

Condiciones de excitación de la base

La disipación de los transistores de conmutación de alta tensión está influenciada por los siguientes parámetros de excitación de base.

Corriente directa de base

Para conseguir una elevada tensión de ruptura, el colector de un transistor de conmutación NPN de alta tensión incluye una gruesa región tipo N^-de elevada resistividad a través de la cual cae la mayor parte de la tensión de colector. Para asegurar una baja tensión de saturación, el espesor efectivo de la región N^- debe reducirse cuando el transistor pasa a conducción. Esto se consigue inyectando suficientes portadores de carga a través de la base para inundar totalmente la región de colector de elevada resistividad con exceso de portadores haciendo así que ésta conduzca más libremente. Esto explica porqué la corriente de base de los transistores de conmutación de alta tensión es relativamente alta.

Forma de onda de la corriente de base

Como se ha explicado antes, la región de colector de un transistor de conmutación de alta tensión es inundada por un exceso de portadores de carga. Por lo tanto, un cambio en la corriente de base no es seguido inmediatamente por una variación de la tensión de saturación. Así, la saturación y el comportamiento durante el paso a bloqueo son afectados por la forma de onda de la corriente de base. En la práctica, la forma de onda de la corriente de base del transistor de salida de una fuente conmutada depende de la inductancia del devanado del transformador que lo excita. Esta puede variar entre un rectángulo y un trapecio en el cual la corriente inicial es un 50% mayor que la corriente final.

Corriente de base en el paso a conducción

El comportamiento del transistor en el paso a conducción depende mucho de la naturaleza del impulso de corriente de paso a conducción aplicado a la base. En la práctica, el paso a conducción más rápido es iniciado con un impulso de corriente con un tiempo de subida corto y preferiblemente con cierto sobreimpulso.

Corriente de base en el paso a bloqueo

La disipación en el paso a bloqueo en un transistor de alta tensión se puede reducir ampliando el tiempo de almacenamiento de la corriente de colector y aplicando un impulso de corriente de paso a negativo correctamente temporizado. Para este fin, se conecta normalmente un inductor en serie con la base del transistor. Sin embargo, como este inductor inevitablemente retrasa el paso a bloqueo, puede dificultar la obtención del bajo factor de trabajo de conmutación de la fuente conmutada que se necesita cuando se pone en marcha el receptor de televisión. Esto puede tentar a reducir el valor del inductor de base. Entonces existiría la posibilidad de que la unión base-emisor estuviese polarizada en sentido inverso antes de que el exceso de portadores de carga fuese desalojado de la región N^- del colector. La carga restante podría ser desalojada solamente por la acción de recuperación inversa del diodo colector-base. Esto daría como resultado una recuperación inversa de disminución lenta de la forma de onda de la corriente de colector y como consecuencia un aumento de la disipación de paso a bloqueo.

Tensión negativa de excitación

Para reducir las pérdidas de la etapa de excitación de la fuente conmutada, la tensión de excitación aplicada a

Tabla 1. *Resumen de datos de la serie de transistores BU426*

tipo		$V_{CESM máx}$ V	$V_{CEO máx}$ V	$I_{CM máx}$ A	$P_{tot máx}$ W	V_{CEsat} V	t_f típ μs	h_{FE} típ a 0,6 A
BU426	NPN	800	375	8	70	1,5	0,3	30
BU426A	NPN	900	400					
BU433	NPN	800	375	8	70	1,5	0,45	40

Tabla 2. *Resumen de algunos parámetros de diseño importantes del BU126 y del BU426.*

parámetro		BU126	BU426	mejora
tensión colector-emisor ($V_{BE} = 0$)	V_{CESM}	750 V	800 V	mayor resistividad del material del colector y región de base más gruesa
tensión colector-emisor (base abierta)	V_{CEO}	300 V	375 V	
tensión máx. en paso a conducción	V_{CEon}*	600 V	700 V	
temperatura máx. de unión	T_j	125 °C	150 °C	
resistencia térmica	$R_{th\,j\text{-}mb}$	2,5 °C/W	1,1 °C/W	soldadura eutéctica
corriente segunda ruptura (c.c.)	a V_{CE} = 100 V	90 mA	350 mA	resistor de base en serie integrado y soldadura eutéctica
	a V_{CE} = 300 V	20 mA	65 mA	

*Esta es la máxima tensión a la que el transistor puede ser llevado a conducción con seguridad (establecida por el SOAR).

Tabla 3. *Resumen de las condiciones de colector en los transistores de salida de fuentes de alimentación conmutadas.* $V_0 = 150$ V, $V_{red} = 190$ V eficaces a 260 V eficaces.

	convertidor directo	convertidor de retroceso	condiciones típicas de aplicación
margen factor de trabajo	0,4 a 0,67	0,41 a 0,52	0,5
tensión colector			
forma de onda	rectangular	rectangular	rectangular
amplitud:	240 V a 350 V	520 V a 650 V	600 V
corriente colector			
forma de onda	diente de sierra a rectangular	diente de sierra a rectangular	diente de sierra a rectangular
amplitud:	1 A a 3 A	1 A a 3 A	1 A a 3 A
margen frecuencia funcionamiento	16 kHz a 32 kHz	16 kHz a 32 kHz	16 kHz a 32 kHz
temperatura base montaje	100 °C máx.	100 °C máx.	100 °C máx.

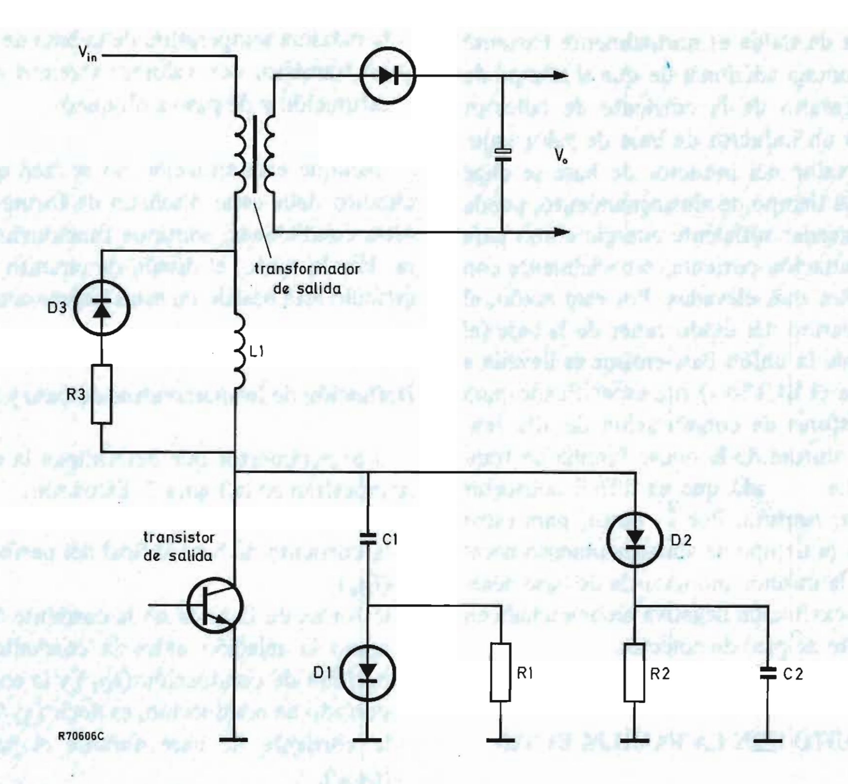


Figura 6. Algunas redes de protección que pueden ser necesarias para asegurar que el punto de trabajo del transistor permanece dentro del SOAR permitido. La red R_1, C_1, D_1 limita la velocidad de subida de V_{CE} durante el paso a bloqueo, reduciendo así las pérdidas del paso a bloqueo. La red R_2, C_2, D_2 es una red limitadora de tensión que reduce el sobreimpulso de V_{CE} producido por la inductancia de dispersión del transformador de salida. La red R_3, L_1, D_3 reduce las pérdidas de paso a conducción del transistor de salida.

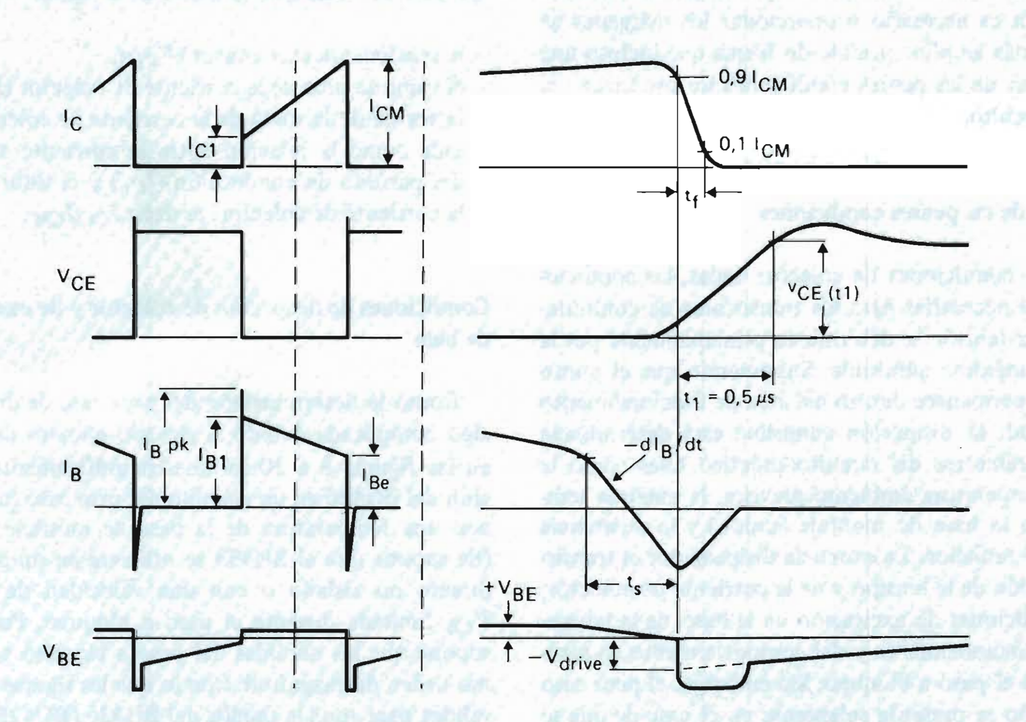


Figura 7. Formas de onda simplificadas de las tensiones y corrientes de colector y de base, que muestran la definición de los términos utilizados en el diseño de una etapa de salida de una fuente de alimentación conmutada.

la base del transistor de salida es normalmente bastante baja. Esto tiene la ventaja adicional de que el tiempo de almacenamiento necesario de la corriente de colector puede obtenerse con un inductor de base de valor bajo. Sin embargo, si el valor del inductor de base se elige únicamente en base al tiempo de almacenamiento, puede no ser capaz de almacenar suficiente energía como para garantizar una conmutación correcta, especialmente con temperaturas de unión más elevadas. Por esta razón, el mínimo tiempo requerido del diodo zener de la base (el tiempo durante el que la unión base-emisor es llevada a ruptura –0,7 μs para el BU126–) fue especificado para los anteriores transistores de conmutación de alta tensión. La tensión de ruptura de la nueva familia de transistores BU426 es tan elevada que es difícil conseguir el funcionamiento en ruptura. Por lo tanto, para estos transistores se indica el tiempo de almacenamiento necesario y se especifica la mínima inductancia de base necesaria y la tensión de excitación negativa recomendada en función de la corriente de pico de colector.

DISEÑO DEL CIRCUITO CON LA FAMILIA BU426

Bases de diseño

Al diseñar un circuito con un determinado transistor, no solamente es importante determinar el punto de trabajo óptimo para el transistor bajo condiciones normales, también es necesario proporcionar los márgenes de seguridad más amplios posible de forma que incluso una combinación de las peores condiciones no produzca el fallo del circuito.

Definición de las peores condiciones

Bajo las condiciones de colector dadas, las condiciones de base necesarias para los transistores de conmutación de alta tensión se determinan principalmente por la disipación máxima admisible. Suponiendo que el punto de trabajo permanece dentro del área de funcionamiento de seguridad, la disipación admisible está determinada por los parámetros del circuito práctico tales como la máxima temperatura ambiente prevista, la máxima temperatura de la base de montaje (unión) y la resistencia térmica del radiador. La potencia disipada por el transistor es función de la tensión y de la corriente de colector, de las condiciones de excitación de la base, de la temperatura de funcionamiento y del comportamiento en saturación y en el paso a bloqueo. Sin embargo, el peor caso de disipación se presenta solamente en el caso de que se tengan simultáneamente:

- las condiciones extremas en base y colector,
- la máxima temperatura de la base de montaje y,
- un transistor con valores extremos de las tensiones de saturación y de paso a bloqueo.

Aunque esta situación no es fácil que se presente, el circuito debe estar diseñado de forma que, incluso bajo estas condiciones, continue funcionando de forma segura. Por lo tanto, el diseño de circuito que se da en este artículo está basado en estas peores condiciones.

Definición de los parametros de base y colector

Los parámetros que determinan la excitación de base se muestran en la figura 7. Estos son:

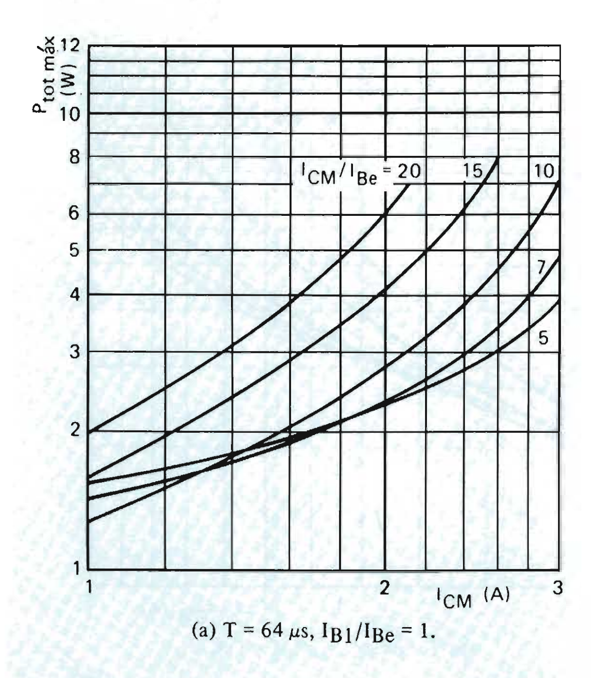
- la corriente de base al final del período de conducción (I_{Be});
- la forma de la onda de la corriente de base, expresada como la relación entre la corriente al principio del período de conducción (I_{B1}) y la corriente al final del período de conducción, es decir I_{B1}/I_{Be};
- la corriente de base durante el paso a conducción (I_{Bpk});
- el tiempo de almacenamiento (t_s);
- la tensión negativa de excitación ($-V_{drive}$).

Los parámetros que determinan las condiciones de colector se muestran también en la figura 7. Estos son:

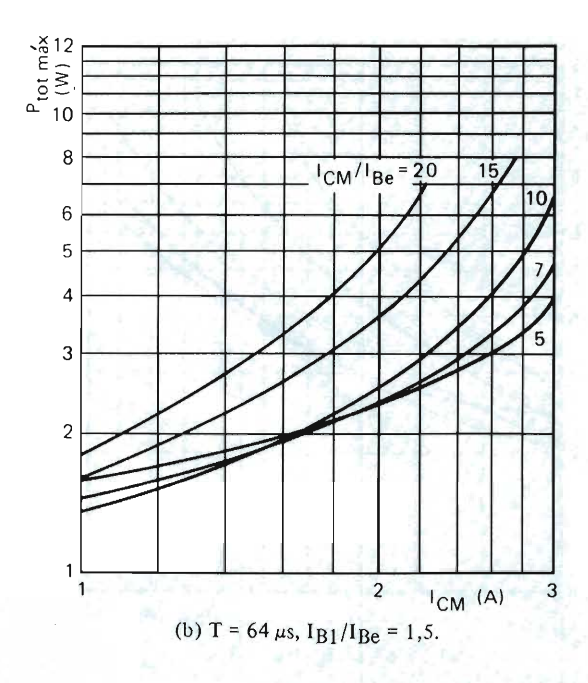
- la tensión colector-emisor (V_{CE}),
- el valor de pico de la corriente de colector (I_{CM}),
- la forma de la onda de la corriente de colector, expresada como la relación entre la corriente al principio del período de conducción (I_{C1}) y el valor de pico de la corriente de colector, es decir I_{C1}/I_{CM}.

Condiciones de disipación de colector y de excitación de base

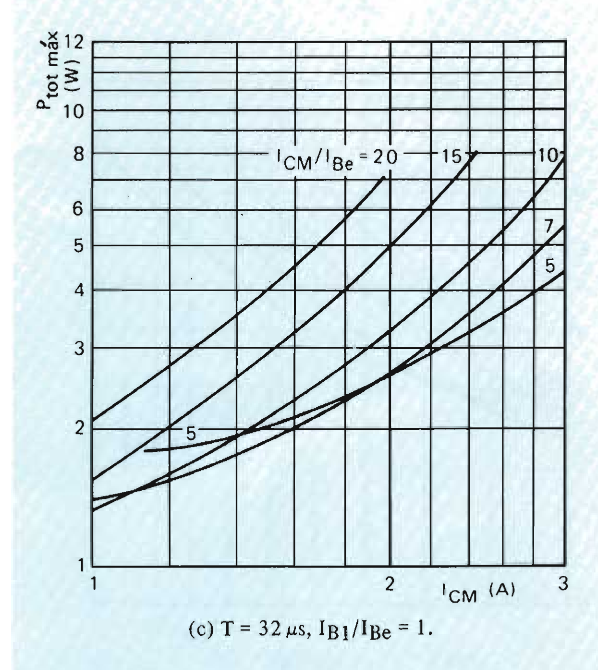
Como la determinación del peor caso de disipación es algo complicada debido al elevado número de variables, en las figuras 8 a 10 se muestra gráficamente la disipación del BU426 en un ejemplo del peor caso funcionando con una temperatura de la base de montaje de 100°C. (Se supone que el BU433 se utilizará en un convertidor directo no aislado o con una velocidad de subida de V_{CE} limitada durante el paso a bloqueo. Por tanto, se supone que las pérdidas del paso a bloqueo son del mismo orden de magnitud. Con lo que las figuras 8 a 10 son válidas para toda la familia del BU426 (BU426, BU426A y BU433).) Las curvas muestran la disipación total en función del valor de pico de la corriente de colector con I_{CM}/I_{Be} como parámetro. El conjunto de gráficas de la



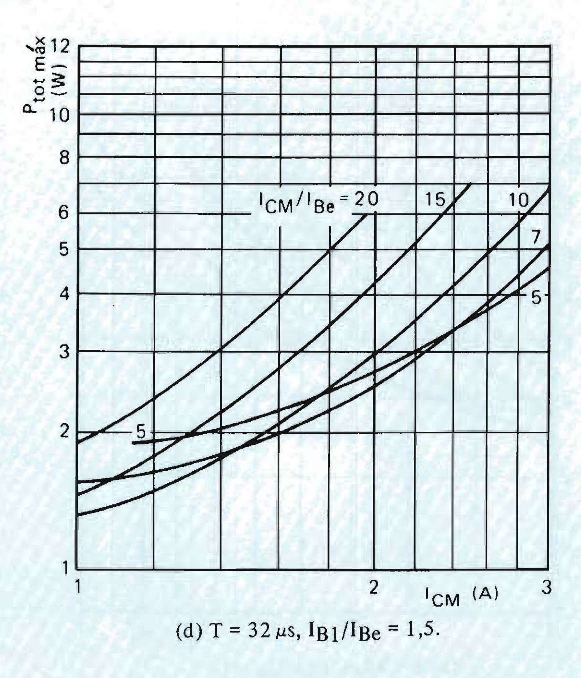
(a) T = 64 μs, I_{B1}/I_{Be} = 1.



(b) T = 64 μs, I_{B1}/I_{Be} = 1,5.

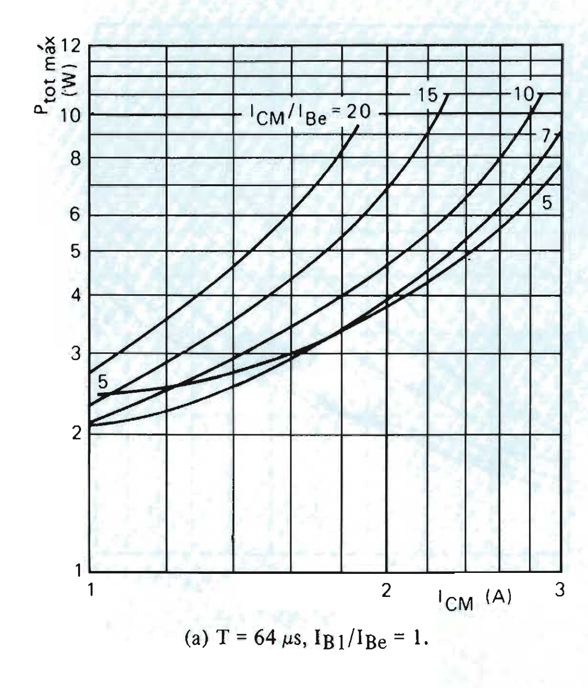


(c) T = 32 μs, I_{B1}/I_{Be} = 1.

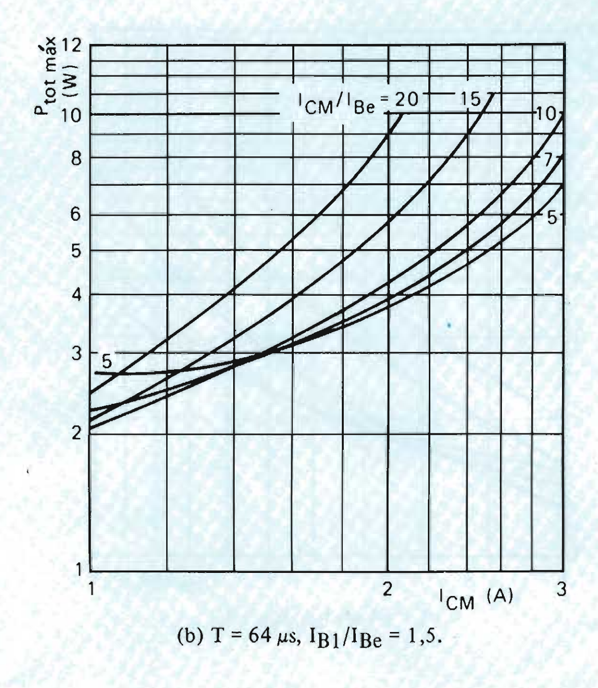


(d) T = 32 μs, I_{B1}/I_{Be} = 1,5.

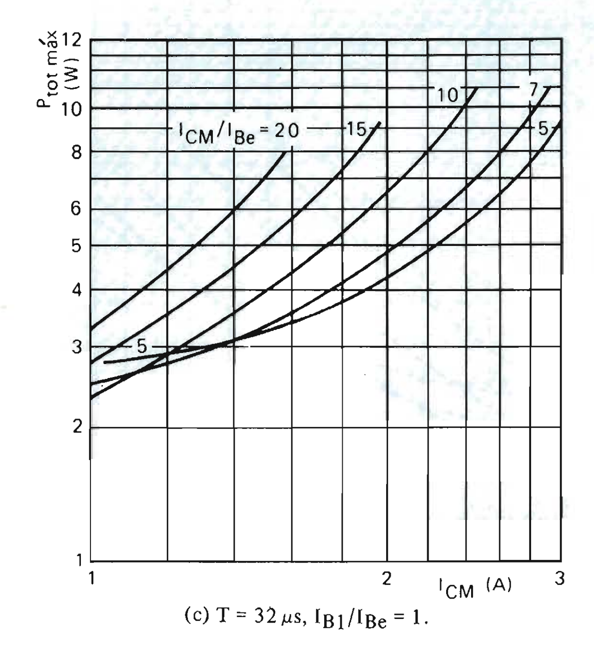
Figura 8. Disipación total máxima del BU426 con una corriente de colector en diente de sierra y un factor de forma (I_{C1}/I_{CM}) igual a cero.



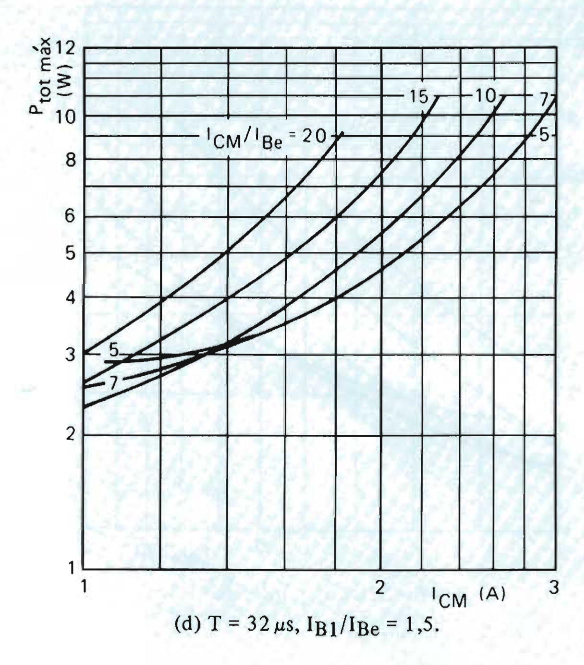
(a) T = 64 μs, I_{B1}/I_{Be} = 1.



(b) T = 64 μs, I_{B1}/I_{Be} = 1,5.



(c) T = 32 μs, I_{B1}/I_{Be} = 1.



(d) T = 32 μs, I_{B1}/I_{Be} = 1,5.

Figura 9. Máxima disipación total del BU426 con una corriente de colector trapezoidal y un factor de forma (I_{C1}/I_{CM}) igual a 0,4.

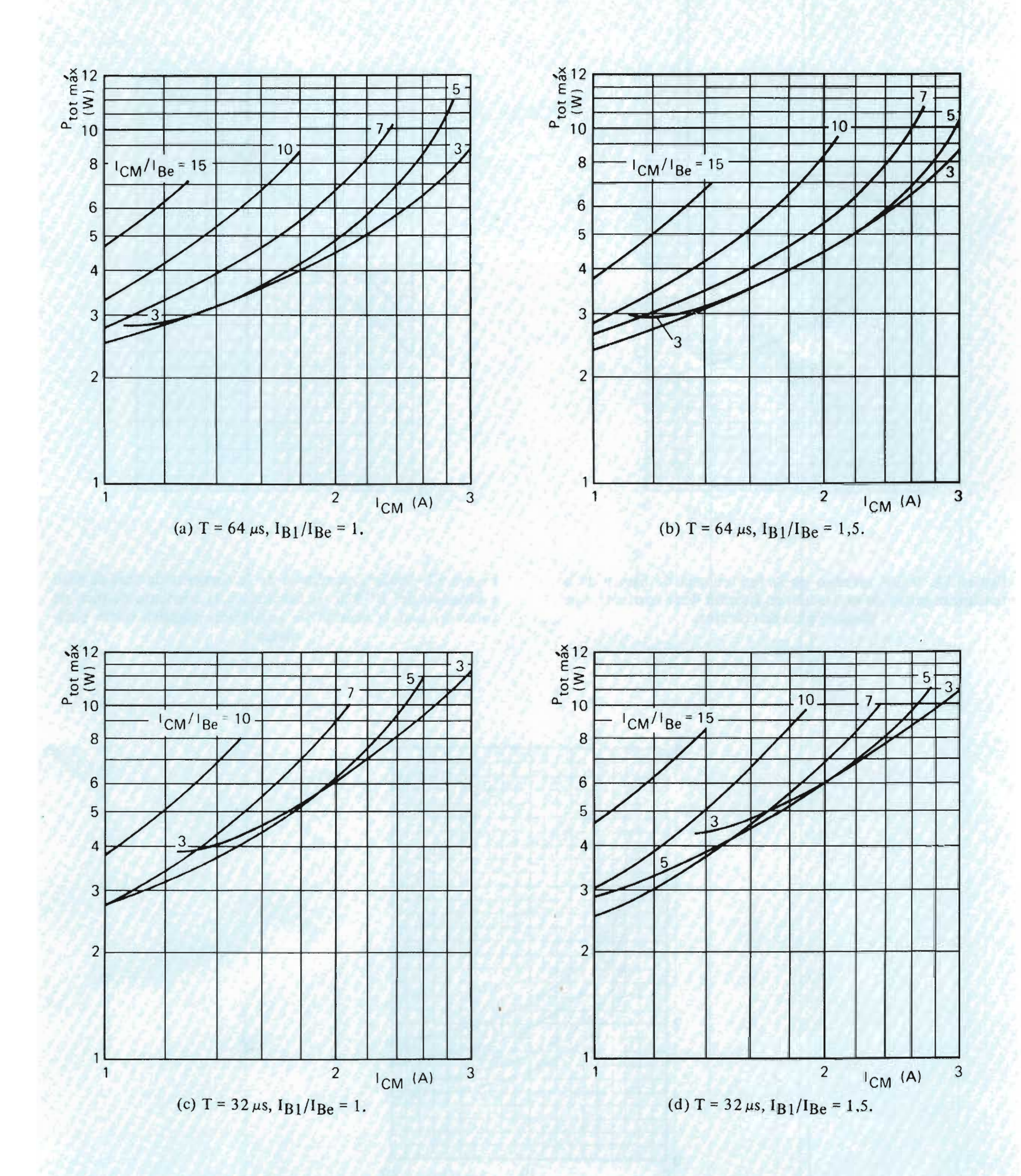


Figura 10. Disipación total máxima del BU426 con una corriente de colector casi rectangular y un factor de forma (I_{C1}/I_{CM}) igual a 0,9.

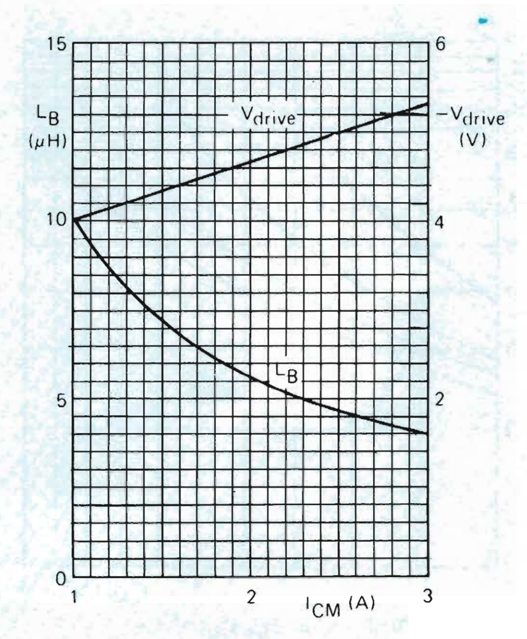


Figura 11. Valor mínimo de la inductancia de base y de la tensión negativa de excitación en función de la corriente continua de pico de colector.

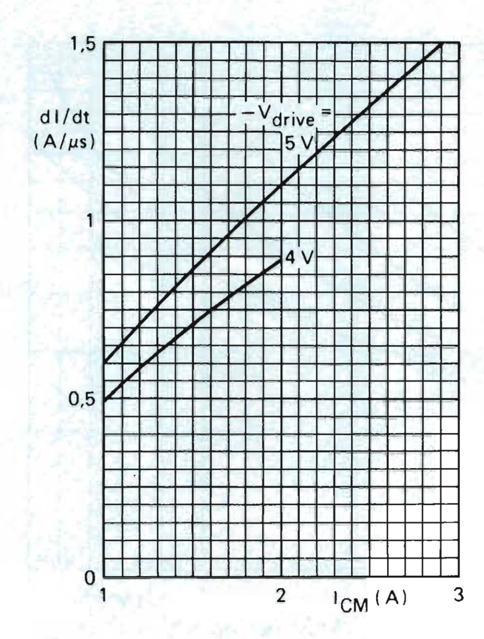


Figura 12. Máxima pendiente de la corriente de base de paso a bloqueo del BU426 en función de la corriente de pico de colector, con la tensión de excitación negativa como parámetro.

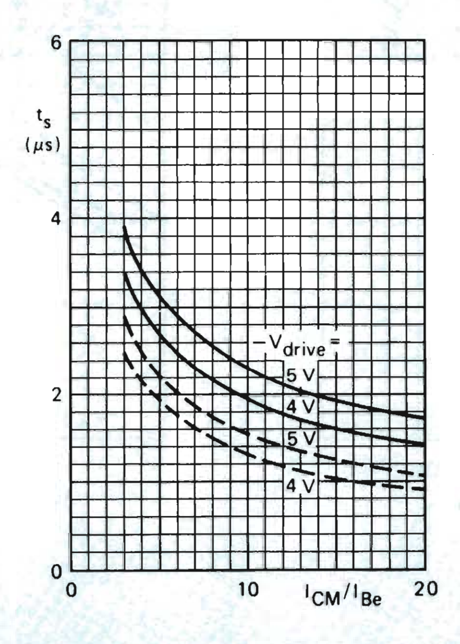


Figura 13. Tiempos de almacenamiento típicos y máximos que se pueden prever cuando el valor de la inductancia de base está de acuerdo con la figura 11.

figura 8 es válido para una forma de onda de la corriente de colector en diente de sierra ($I_{C1}/I_{CM} = 0$). Los gráficos de la figura 9 son para una forma de onda trapezoidal de la corriente de colector ($I_{C1}/I_{CM} = 0{,}4$). Los gráficos de la figura 10 se aplican a la forma de onda casi rectangular de la corriente de colector ($I_{C1}/I_{CM} = 0{,}9$). Cada figura incorpora cuatro gráficas; el par superior, (a) y (b), es para una frecuencia de conmutación de 16 kHz (período = 64 μs) con una forma de onda rectangular de la corriente de base ($I_{B1}/I_{Be} = 1$) o trapezoidal ($I_{B1}/I_{Be} = 1{,}5$). El par inferior, (c) y (d), es para las dos formas de onda de la corriente de base para una frecuencia de conmutación de 32 kHz (período 32 μs).

Bases para las curvas excitación/disipación de base

Para minimizar las pérdidas de paso a bloqueo, hay que aumentar considerablemente el tiempo de almacenamiento de un transistor con una elevada ganancia de corriente. Esto es especialmente importante durante la sobreexcitación. Sin embargo, como se explicó anteriormente, un largo tiempo de almacenamiento conduce a un aumento del mínimo factor de trabajo que se puede obtener, el cual debe ser más elevado que el necesario cuando la alimentación es puesta en marcha primero. Por esta razón, el tiempo de almacenamiento máximo permisible en un transistor de salida de una fuente conmutada se supone que es de unos 4 μs. Otro método de reducir las pérdidas de paso a bloqueo consiste en aumentar la amplitud de la tensión de excitación negativa aplicada a la base del transistor de salida. El valor del inductor de base puede aumentarse entonces sin aumentar el tiempo de almacenamiento. Este valor más elevado del inductor hace que la energía disponible durante el paso a bloqueo sea más elevada. En la figura 11 se muestra la amplitud recomendada de la tensión de excitación negativa en función del valor de pico de la corriente de colector.

Como el tiempo de almacenamiento del transistor varía de acuerdo con la ganancia de corriente, ésta no puede ser utilizada para diseñar el circuito de base del transistor de salida. Por lo tanto, las gráficas de la disipación dadas en las figuras 8 a 10 fueron determinadas para la máxima pendiente de la corriente de base durante el paso a bloqueo, como muestra la figura 12. Este parámetro es casi independiente de las características del transistor, ya que viene dado por:

$$\frac{dI_B}{dt} \approx \frac{-(|V_{drive}| + V_{BE})}{L_B}.$$

En la figura 11 se muestra el valor mínimo de la inductancia en la base para una determinada tensión de excitación negativa, en función del valor de pico de la corriente de pico de colector en el peor de los casos. Si el valor de la inductancia de base está de acuerdo con la figura 11, los tiempos de almacenamiento típico y máximo serán los que se muestran en la figura 13. Las curvas típicas se aplican a un transistor típico funcionando con una temperatura del radiador de unos 25°C. Las curvas máximas se aplican a un transistor con una elevada ganancia de corriente y una temperatura de la base de montaje de 100°C.

Para simplificar la presentación de las figuras 8 a 10, se supuso que las pérdidas de paso a bloqueo serían inferiores a 1 W por cada amperio de la corriente de colector con un factor de forma de la onda entre 0,4 y 0,9 (de trapezoidal a casi rectangular).

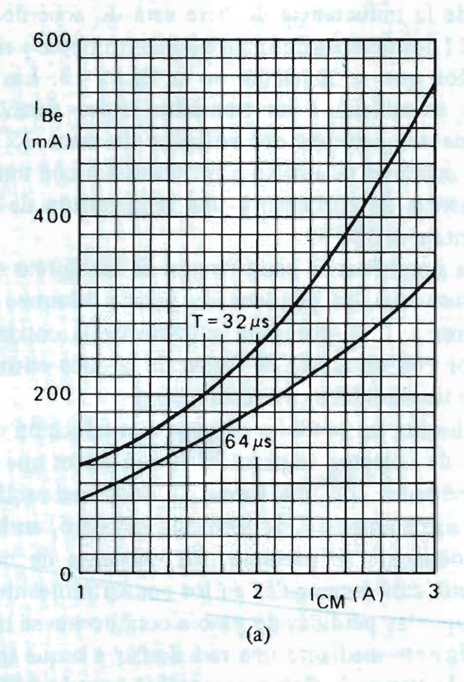
De hecho, las pérdidas de paso a conducción con corriente de colector trapezoidal son menores que las correspondientes con una forma de onda casi rectangular de la misma amplitud de pico. Sin embargo, en la práctica, solamente se presenta una corriente de colector de forma casi rectangular en los convertidores directos, en los que las pérdidas de paso a conducción se reducen normalmente mediante una red similar a la que se muestra en la figura 6. Como se explicó anteriormente, las pérdidas de paso a conducción en los convertidores de retroceso están limitadas por la inductancia de pérdidas del inductor de choque de salida.

Utilización de las curvas excitación/disipación de base

Para elegir la gráfica de las figuras 8 a 10 apropiada para una determinada aplicación, procédase de la siguiente forma:

1) Determinar el factor de forma de la corriente de colector (I_{C1}/I_{CM}) para el nivel de corriente para el cual se determinan las condiciones de excitación, y elegir el grupo adecuado de cuatro gráficas de las figuras 8 a 10.
2) Elegir el par de gráficas superior o inferior de acuerdo con el período de conmutación de la fuente de alimentación conmutada.
3) Utilizar el factor de forma de la corriente de base (I_{B1}/I_{Be}) de la aplicación en cuestión para seleccionar el gráfico de la izquierda o de la derecha. Si se utiliza un transformador de excitación, este factor será normalmente del orden de 1,5.
4) Determinar la corriente de base óptima y la correspondiente disipación de colector en el peor caso de la familia de curvas elegida.

La corriente de base óptima no es necesariamente el valor que corresponde a la disipación mínima. Esto es debido a que la comparativamente elevada corriente de base elegida para las peores condiciones de colector



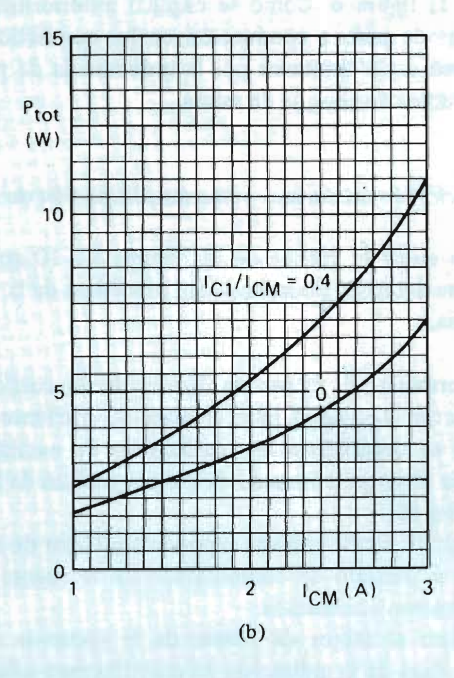
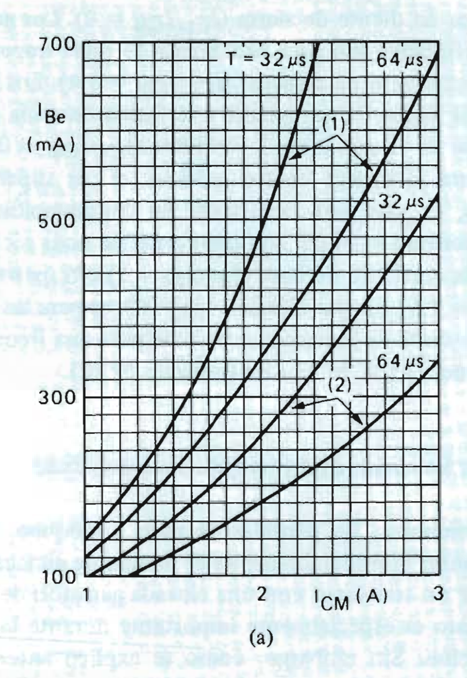


Figura 14. Presentación simplificada de la corriente de base y de la disipación total en función de la corriente continua de pico de colector del BU426. (a) Corriente nominal de base en función de la corriente continua de pico de colector, con el período de conmutación como parámetro. (b) Máxima disipación total en función de la corriente continua de pico de colector, con el factor de forma de la corriente de colector como parámetro. Estas curvas son válidas si la corriente de base está de acuerdo con la figura 14(a) y $\Delta I_{Be} = \pm 20\%$, $T_{mb} = 100°C$ máx.



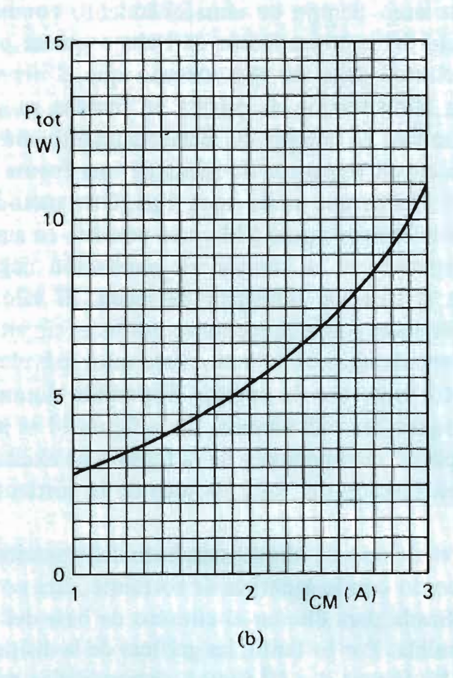


Figura 15. Presentación simplificada de la corriente de base y de la disipación total en función de la corriente continua de pico de colector para el BU433. (a) Corriente nominal de base en función de la corriente continua de pico de colector, con el factor de forma de la corriente de colector como parámetro. Las dos curvas superiores son válidas para $I_{C1}/I_{CM} = 0{,}9$; las dos curvas inferiores son válidas para $I_{C1}/I_{CM} = 0{,}4$. (b) Disipación total máxima en función de la corriente continua de pico de colector. Esta curva es válida si la corriente de base está de acuerdo con la figura 15(a) y $\Delta I_{Be} = \pm 20\%$, $T_{mb} = 100°C$ máx.

(que frecuentemente difieren considerablemente de las condiciones típicas) darían una considerable sobreexcitación durante el funcionamiento normal. Además, habría también un aumento de las pérdidas en el circuito de excitación debido a que estas pérdidas son proporcionales a la corriente de base del transistor de salida. Por lo tanto, la corriente de base deberá determinarse eligiendo el valor más elevado posible de la curva I_{CM}/I_{Be} (corriente de base más baja) que no proporcione un aumento demasiado grande de la disipación máxima. (La disipación aumenta con la corriente de base más baja debido a que el aumento de las pérdidas de saturación se vuelven más dominantes. Como estas pérdidas son casi independientes de la temperatura de la base de montaje del transistor, y como la corriente máxima de colector circula solamente durante las condiciones de fallo, es aceptable un aumento transitorio de 10°C a 15°C de la temperatura de la base de montaje.) El diseñador debe ser capaz de determinar la corriente de base necesaria con más exactitud, examinando la influencia de las tolerancias de las condiciones de la base y del colector en la disipación total.

Método simplificado de determinar la excitación de base y la disipación de colector

Se ha demostrado que, como la disipación de colector depende de muchas variables, la presentación adecuada del diseño es más bien compleja, incluso si se consideran solamente los factores más importantes. No obstante, si es esencial determinar la disipación del transistor en el peor caso bajo diferentes condiciones de colector, o juzgar la influencia de las grandes variaciones de la corriente de base, la información presentada en las figuras 8 a 10 no se puede simplificar más. Por otra parte, si las tolerancias de la corriente de base son limitadas, y se supone que se utiliza un transformador de excitación de baja inductancia (I_{B1}/I_{Be} = 1,5), son necesarios bastantes menos gráficos. El diseño se puede simplificar todavía más debido a que el BU426 se utiliza principalmente en convertidores de retroceso, mientras que el BU433 se utiliza principalmente en convertidores directos. El resultado de la simplificación se muestra en las figuras 14 y 15. Estas curvas han sido dibujadas a partir de las figuras 8 a 10 siguiendo el procedimiento descrito en el apartado anterior.

Requisitos del paso a conducción

Como se explicó durante la descripción de las condiciones de funcionamiento de la serie BU426, las pérdidas de paso a conducción del transistor de salida de una fuente conmutada son gobernadas principalmente por el circuito de colector, la amplitud de la corriente de colector y la naturaleza del impulso de paso a conducción aplicado a la base. Por lo tanto no se puede dar una cifra universal del valor de estas pérdidas. En los gráficos de las figuras 8 a 10 y en las figuras 14 y 15, se ha supuesto que las pérdidas de paso a conducción no son mayores que 1 W por amperio de corriente de colector.

Otro requisito importante durante el paso a conducción es evitar la contracción de la corriente asegurando que el punto de trabajo del transistor permanezca dentro del área de funcionamiento de seguridad. Si las pérdidas de paso a conducción son demasiado grandes, o si el punto de trabajo está fuera del área de funcionamiento de seguridad, se deben tomar medidas para mejorar el comportamiento durante el paso a conducción. Se puede reducir la disipación en el colector durante el paso a conducción, limitando la velocidad de subida de la corriente de colector con el circuito *L-D-R* que se muestra en la figura 6. Las condiciones de paso a conducción en la base del transistor de salida son más favorables cuando el impulso de corriente de excitación tiene un flanco de subida rápido con sobreexcitación. En los circuitos prácticos, que generalmente utilizan excitación no simultánea y acoplada por transformador, se puede obtener una cierta cantidad de sobreexcitación en el impulso excitador, subamortiguando el devanado primario del transformador de excitación. Sin embargo, esto produce también un sobreimpulso en la tensión de colector del transistor excitador.

Requisitos del paso a bloqueo

Para reducir las pérdidas del paso a bloqueo y mejorar la estabilidad térmica del transistor de salida de la fuente conmutada, la velocidad a la cual aumenta la tensión de colector debe ser limitada para dar tiempo a que la corriente de colector caiga de su nivel de pico. Para el BU426 y el BU426A, la velocidad de subida no debe ser superior a 1000 V/μs; en un convertidor de retroceso, esto da como resultado una tensión de colector de 500 V medio microsegundo después del instante en el que la corriente de colector ha caído al 90% de su valor de pico. Debido al tiempo de caída más largo del BU433, la velocidad de subida del colector de un convertidor de retroceso no debe ser superior a 500 V/μs; en los convertidores directos no aislados, en los que la tensión de colector normalmente no es superior a 350 V, se puede permitir una velocidad de aumento de 1000 V/μs. Los componentes que limitan la velocidad de subida de la tensión de colector durante el paso a bloqueo son R_1, C_1 y D_1 en la figura 6.

Si el tiempo de almacenamiento es corto, o si el transistor es sobreexcitado, su tiempo de paso a bloqueo puede prolongarse de forma que el transistor tenga una

considerable corriente de colector con una tensión de colector elevada. Como la probabilidad de que la contracción de corriente aumente abruptamente cuando la tensión de colector aumenta, especialmente por encima del nivel V_{CEO}, es grande, esta situación debe evitarse. Si no se puede aumentar el tiempo de almacenamiento, o evitar la sobreexcitación, el problema solamente se puede solucionar aumentando la amplitud de la tensión inversa de excitación. Por esta razón, la tensión de excitación inversa deberá ser del orden de −5 V si la corriente de colector es superior a 2 A.

Requisitos del radiador

Se puede determinar la máxima disipación del transistor de salida de una fuente de alimentación conmutada a partir de las figuras 8, 9 y 10 o de la figura 14(b) para el BU426, o de la figura 15(b) para el BU433. Si la máxima temperatura ambiente posible es conocida, se puede calcular la resistencia térmica máxima del radiador necesario a partir de:

$$R_{th\ mb\text{-}a} = \frac{T_{mb\ máx} - T_{amb\ máx}}{P_{tot\ máx}}$$

donde $T_{mb\ máx} = 100°C$.

Como muchas de las pérdidas de un transistor de conmutación dependen de la temperatura, la resistencia térmica del radiador no debería ser demasiado alta. Esto podría suceder si se hacen los cálculos tomando como base una temperatura ambiente baja. Las figuras 16 y 17 muestran la máxima resistencia térmica permitida del radiador para asegurar la estabilidad térmica de los transistores de salida BU426 y BU433 para fuentes conmutadas.

Procedimiento de diseño

La información dada anteriormente de diseño del circuito se puede utilizar para asegurar un funcionamiento fiable del transistor de salida de una fuente de alimentación conmutada, adoptando el siguiente procedimiento de diseño:

1. Determinar el valor máximo de pico de la corriente de colector (I_{CM}) que puede circular continuamente en el circuito de salida de la fuente conmutada.
2. Elegir la corriente de base nominal (I_{Be}) y determinar la disipación total máxima ($P_{tot\ máx}$) a partir de las curvas de las figuras 8 a 10, o a partir de las curvas dadas en las figuras 14(a) y 15(a).
3. Determinar las dispersiones y tolerancias de las corrientes de base y de colector.
4. Comprobar si las dispersiones y tolerancias determinadas en el paso 3 dan lugar a una disipación excesiva, o a una sobre-excitación o subexcitación demasiado severa en las peores condiciones. Si es así, volver al paso 2 y elegir una corriente nominal de base más adecuada.
5. Calcular el valor de la inductancia de base necesaria con la ayuda de la figura 12, o elegir su mínimo valor a partir de la figura 11. La figura 11 indica también la tensión negativa de excitación recomendada. Los valores máximo y mínimo previstos para el tiempo de almacenamiento se dan en la figura 13.
6. Calcular la máxima resistencia térmica del radiador a partir de:

$$R_{th\ mb\text{-}a} = \frac{T_{mb\ máx} - T_{amb\ máx}}{P_{tot\ máx}}$$

donde $T_{mb\ máx} = 100°C$ ($T_j = 110°C$ a $125°C$).
$T_{mb\ máx}$ = máxima temperatura ambiente a la que el transistor debe funcionar.
$P_{tot\ máx}$ = disipación determinada en el paso 2.

7. Comprobar que la resistencia térmica calculada no sea superior a la que se da en la figura 16 (BU426) o en la figura 17 (BU433).
8. Comprobar que el punto de funcionamiento del transistor permanece dentro del área de paso a conducción del SOAR bajo todas las condiciones de paso a conducción. Comprobar también que las pérdidas del paso a conducción no excedan 1 W por amperio de valor máximo de pico de la corriente de colector. Si una o ambas condiciones no se cumplen, se deberá elegir un nivel diferente de corriente de base o se deberá volver a diseñar el circuito de colector.
9. Comprobar que, durante el paso a bloqueo, la tensión colector-emisor del BU426 no es superior a 500 V medio microsegundo después de que la corriente de colector haya caido al 90% de su valor de pico (la velocidad de subida de V_{CE} no es superior a 1000 V/μs). Para el BU433, la máxima velocidad de subida de la tensión colector-emisor en un convertidor directo es también de 1000 V/μs. En un convertidor de retroceso que utilice el BU433, la velocidad de subida de la tensión colector-emisor no debe ser superior a 500 V/μs.

EJEMPLO DE DISEÑO DE UNA FUENTE DE ALIMENTACION CONMUTADA PARA TV EN COLOR

Breve descripción del circuito

La figura 18 es el circuito de una fuente de alimentación conmutada típica para televisión en color que utiliza un convertidor de c.c. en c.c. de retroceso con un

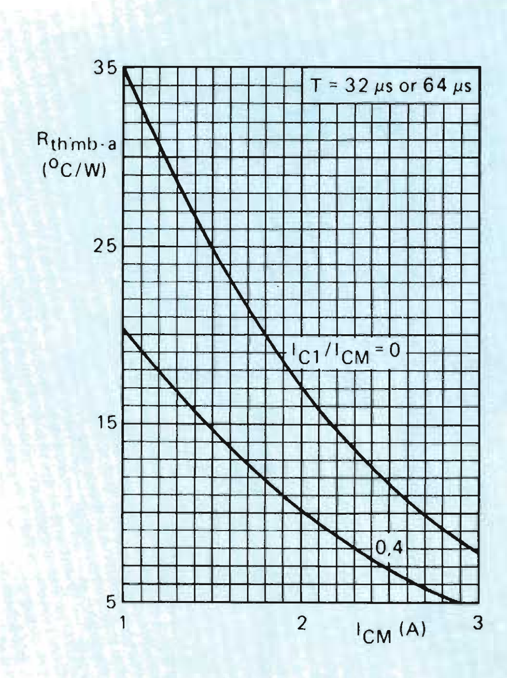


Figura 16. Resistencia térmica máxima del radiador para el BU426 en función de la corriente continua de pico de colector, con el factor de forma de la corriente de colector (I_{C1}/I_{CM}) como parámetro. Si la corriente de colector es en diente de sierra, $I_{C1}/I_{CM} = 0$. Si la corriente de colector es trapezoidal, $I_{C1}/I_{CM} = 0{,}4$.

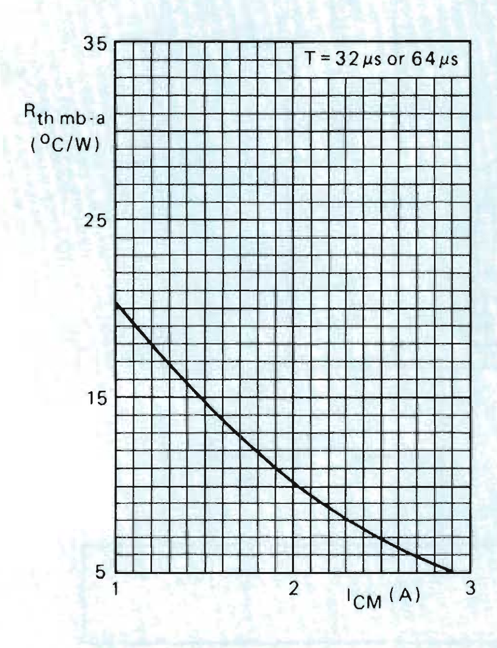


Figura 17. Resistencia térmica máxima del radiador para el BU433 en un convertidor directo en función de la corriente continua de pico de colector.

transistor BU426 en la etapa de salida. En la figura 19 se dan oscilogramas de algunas tensiones y corrientes del circuito.

Las características abreviadas del circuito son las siguientes:

– Tensión de red de entrada	V_{red}	178 V a 242 V
– Tensión nominal de salida	V_0	160 V
– Potencia de salida	P_0	120 a 165 W
– Frecuencia de conmutación	f	15625 Hz
– Factor de trabajo nominal	δ	0,5
– Máxima corriente de pico de la corriente de colector del BU426	$I_{CM\ máx}$	2,5 A
– Corriente de base nominal del BU426	I_{Be}	250 mA.

La tensión de alimentación del transistor excitador tipo BSX21 se obtiene de la tensión rectificada no estabilizada a través de un resistor de 18 kΩ. Esto hace que la corriente de base del BU426 sea menos sensible a las variaciones del factor de trabajo de lo que sería si la alimentación del transistor de excitación estuviera estabilizada. La etapa excitadora está acoplada por transformador al transistor de salida BU426. La tensión de excitación de paso a bloqueo del BU426 aumenta desacoplando la tensión de alimentación del excitador con un condensador de bajo valor (5,6 nF). Si el transistor excitador está polarizado permanentemente en sentido directo (por ejemplo mientras la salida está cortocircuitada), su tensión de alimentación tiende a disminuir de forma oscilante. Por lo tanto, se conecta un diodo BAX12 en paralelo con la alimentación de la etapa excitadora para evitar que la primera excursión negativa de esta oscilación haga conducir al BU426.

El inductor de choque de salida está devanado en un núcleo de Ferroxcube E55/26/21. La inductancia del devanado primario es de unos 6 mH. El valor de pico y la velocidad de subida de la tensión colector-emisor del BU426 está limitada por dos redes *C-D-R* conectadas al devanado primario del choque de salida.

Se aumenta el rendimiento total del circuito utilizando la corriente filtrada del emisor del transistor excitador para alimentar al circuito integrado tipo TDA2640 (también se puede utilizar el TDA2581). El TDA2640 regula la tensión de salida de la fuente de alimentación variando el factor de trabajo de la forma de onda de conmutación de acuerdo con una señal de error procedente de un devanado de referencia del inductor de choque de salida. Para evitar que la información del error esté influenciada por oscilaciones parásitas superpuestas, la salida del devanado de referencia es integrada antes de ser rectificada.

Se obtiene una supresión eficaz del rizado llevando al amplificador de error del TDA2640 (patilla 10) una

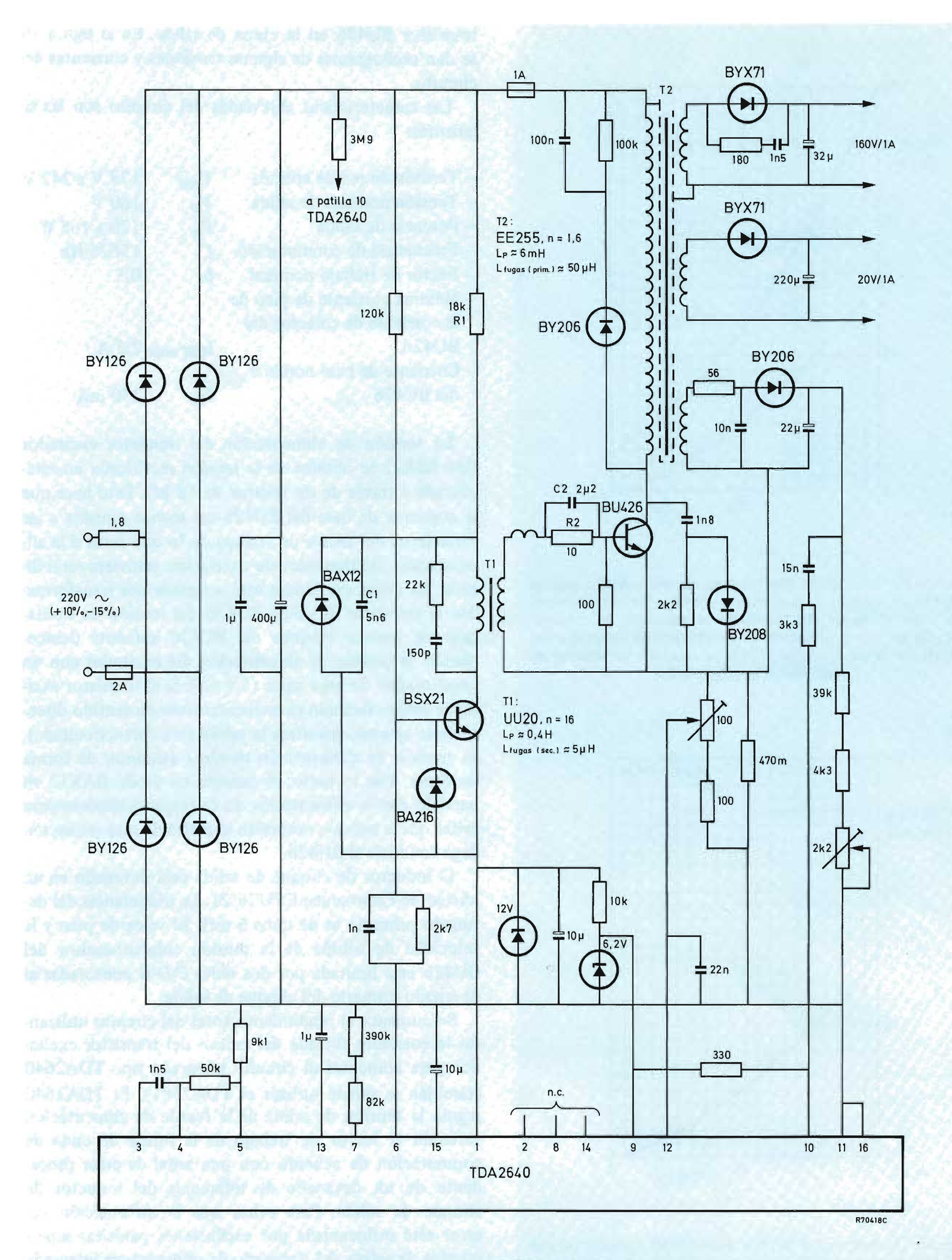


Figura 18. Ejemplo de una fuente de alimentación conmutada para TV aislada de la red que utiliza un convertidor de retroceso con el BU426 en la etapa de salida. No se han tomado medidas para reducir la contaminación de la red excepto la inclusión de una pantalla entre los devanados del transformador de salida.

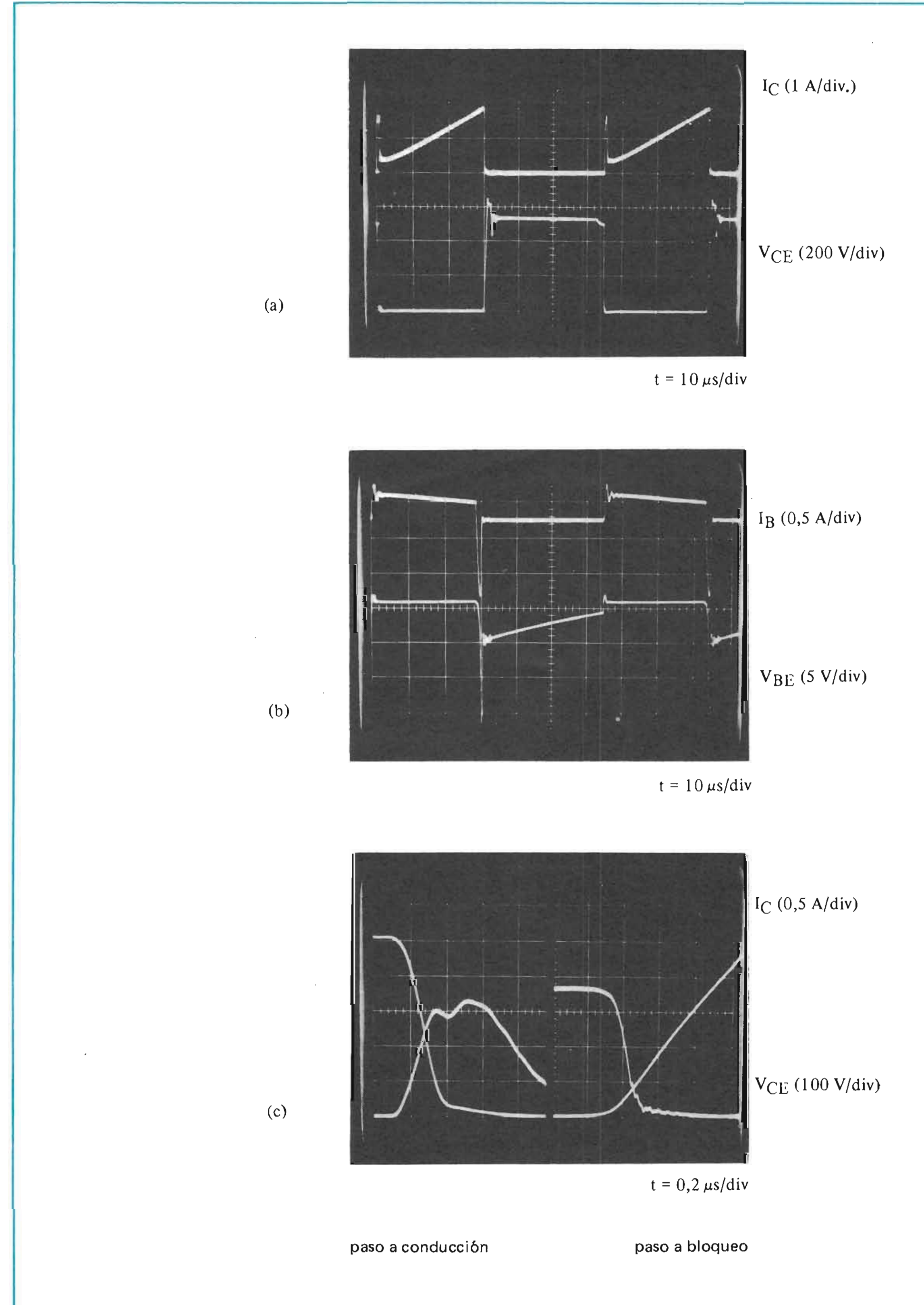


Figura 19. Formas de onda de tensión y corriente del circuito de la figura 18. El circuito funcionaba con una carga nominal (P_0 = 140 W) y una entrada de red de 220 V c.a. (a) Corriente y tensión de colector del BU426. (b) Corriente de base y tensión base-emisor del BU426. (c) Comportamiento en conmutación de un transistor BU426 típico.

muestra del rizado en la entrada de c.c. de la fuente conmutada, a través de un resistor de 3,9 MΩ. Además del control del factor de trabajo y de la supresión del rizado, el TDA2640 proporciona también:

- protección contra sobrecargas con recuperación automática cuando la sobrecarga ha desaparecido;
- protección contra sobretensiones;
- arranque suave;
- protección en el caso de baja tensión de alimentación del circuito integrado.

En Revista Miniwatt, Vol. 16, Núm. 9 y 10 se dió una información detallada del TDA2640.

Determinación de la excitación de base y de la disipación del BU426

En este apartado se determina la excitación de base y el radiador necesario para el transistor de salida BU426, siguiendo el procedimiento de diseño dado anteriormente.

Valor de pico y factor de forma de la corriente de colector

Si se supone que las pérdidas del circuito de salida son 15 W, la potencia total que tiene que manejar el BU426 en el circuito de la figura 18 es de unos 180 W. Como la inductancia del devanado primario del choque de salida es de unos 6 mH, el valor de pico de la corriente de colector (I_{CM}) del BU426 es 2,1 A. Si se permite un margen del 20% para la dispersión y las tolerancias del nivel de disparo de la protección contra sobrecargas, el valor máximo de pico continuo de la corriente de colector ($I_{CM\ máx}$) es 2,5 A.

A la tensión nominal de red (220 V), la tensión de entrada del convertidor es de 290 V de c.c. y el factor de trabajo de la corriente de colector del BU426 es 0,5. El valor pico a pico de la corriente de rizado a través del devanado primario del choque es por lo tanto igual a 1,5 A. Así, el valor de I_{C1} es $I_{CM} - 1,5 = 1$ A y el factor de forma de la corriente de colector (I_{C1}/I_{CM}) es $1/2,5 =$ $= 0,4$.

Corriente nominal de base (I_{Be}) y disipación total ($P_{tot\ máx}$)

Los datos determinados antes conducen a la elección de la figura 9(b) para determinar la corriente nominal de base para el BU426. La figura 9(b) muestra que, con una corriente de pico de colector de 2,5 A, la disipación total en el peor de los casos es mínima cuando la relación entre la corriente de colector y la corriente de base (I_{CM}/I_{Be}) es aproximadamente igual a 5. Sin embargo, como el valor de pico de la corriente de colector alcanza solamente 2,5 A durante un fallo, la elevada corriente bajo estas condiciones conducirá a una sobreexcitación durante el funcionamiento normal. Por lo tanto, hay que determinar cuánto puede aumentar la relación I_{CM}/I_{Be} sin que la disipación aumente demasiado. La figura 9(b) muestra que un aumento significativo de la disipación se presenta si I_{CM}/I_{Be} es superior a 10. La corriente de base nominal elegida es por lo tanto $I_{CM}/10 = 250$ mA. Esto corresponde a una disipación total máxima de 6 W.

Variaciones y tolerancias de las corrientes de colector y de base

Se ha determinado que, durante una sobrecarga, la amplitud de pico de la corriente de colector del transistor de salida puede aumentar hasta 2,5 A, ser trapezoidal y tener un factor de forma igual a 0,4. Durante la mínima potencia de salida (120 W), la corriente de pico de colector cae a 1,6 A y su forma de onda es en diente de sierra con un factor de forma igual a cero. Durante el funcionamiento normal, el valor de pico nominal de la corriente de colector es del orden de 1,8 A y su forma de onda es trapezoidal con un factor de forma igual a 0,2.

La corriente nominal de base elegida para el BU126 es 250 mA. La variación de esta corriente está determinada por la suma de todas las tolerancias asociadas con los componentes, los ajustes y los parámetros de funcionamiento que influyen en la corriente de base. Sin embargo, como no es muy probable que todos los componentes y tolerancias de ajuste estén simultáneamente en sus límites, estas tolerancias deben sumarse estadísticamente y sumar el resultado a la tolerancia de los parámetros de funcionamiento.

En la tabla 4 se muestra la variación de la corriente de base debida a las tolerancias de los componentes y a las variaciones operacionales. En esta tabla, se puede ver que la variación de la corriente de base producida por las tolerancias de los componentes y los ajustes es de ±6%. Esta cifra sumada a la variación permitida de la tensión de red da un porcentaje de variación total de −21% a +16%. La variación total de la corriente de base nominal es por lo tanto de $250 \times 0,79 \approx 200$ mA a $250 \times 1,16 = 290$ mA.

Disipación en el peor caso

Se puede esperar que se presente la peor condición para la disipación con el valor de pico más alto de la

corriente de colector para la mínima corriente de base. La condición de sobreexcitación se presenta con el valor de pico más bajo de la corriente de colector para la máxima corriente de base. La disipación total de las diversas condiciones de funcionamiento que se dan en la tabla 5 ha sido obtenida a partir de las figuras 8 y 9. Las cifras de la tabla 5 confirman que la potencia más elevada (7,5 W) es disipada por el BU426 durante las sobrecargas con la mínima corriente de base. Durante el funcionamiento normal, la disipación de un transistor en el caso límite no será superior a 3 W.

Inductancia de base y tiempos de almacenamiento previstos

La figura 11 muestra que, para la corriente de colector en el peor caso de 2,5 A, se necesita en el circuito de base del BU426 una inductancia de 4,5 μH. Como la inductancia dispersa del devanado secundario del transformador excitador es de unos 5 μH, no es necesario un inductor adicional.

La figura 11 muestra también que se recomienda una tensión negativa de excitación con una amplitud de 5 V. La figura 13 muestra que, durante el funcionamiento normal (I_{CM}/I_{Be} = 1,8/0,25 = 7,2), el tiempo de almacenamiento máximo que se puede prever es de unos 2,3 μs. Durante una sobrecarga (I_{CM}/I_{Be} = 2,5/0,25 = 10) se puede prever que el tiempo de almacenamiento se reducirá a unos 2 μs.

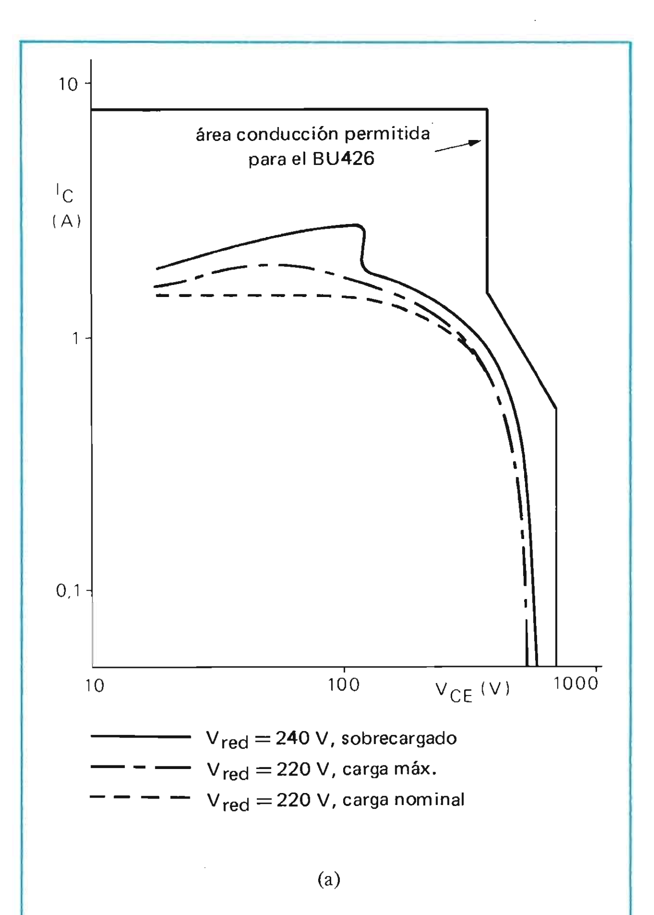
Requisitos del radiador

La tabla 5 muestra que la disipación máxima en el peor caso del BU426 es 7,5 W. Si se supone que el receptor de televisión funcionará con una temperatura ambiente de 45°C, y que el aumento de la temperatura dentro del gabinete será de 15°C, la temperatura ambiente máxima para el BU426 es de 60°C. Permitiendo una temperatura máxima de la base de montaje de 100°C (T_j = 110°C a 125°C), la resistencia térmica del radiador necesario es:

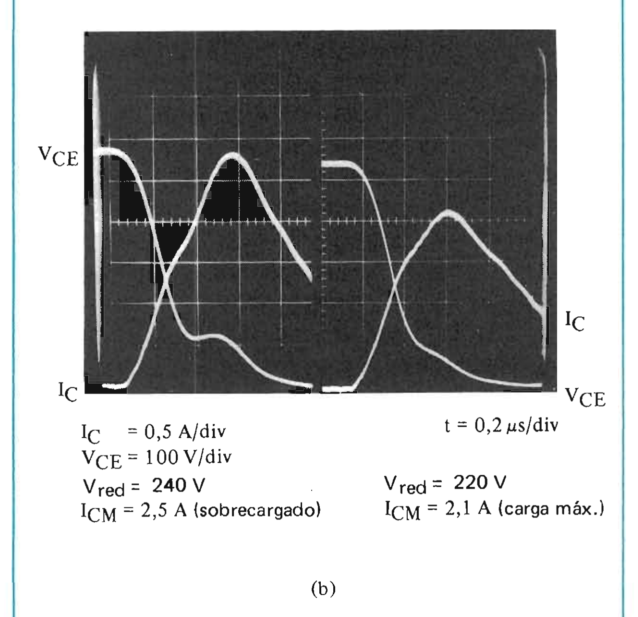
$$R_{th\ mb\text{-}a} = \frac{100 - 60}{7,5} = 5,3\ °C/W.$$

La disipación máxima en el peor caso igual a 7,5 W, puede darse únicamente para un transistor BU426 en caso límite si se tiene simultáneamente:

- la temperatura máxima de la base de montaje (100°C);
- una sobrecarga (I_{CM} = 2,5 A);
- la mínima tensión de red (187 V);
- tolerancias extremas en el circuito excitador (–6%).



(a)



(b)

Figura 20. Comportamiento durante el paso a conducción del transistor de salida con el circuito de protección contra sobrecargas inhibido. (a) Desplazamiento del punto de trabajo del transistor de salida dentro del área de paso a conducción del SOAR en diferentes condiciones de funcionamiento. (b) Comportamiento de paso a conducción en condiciones de carga total y sobrecarga.

Bajo estas condiciones, una parte considerable de las pérdidas del transistor son las pérdidas de saturación que son casi independientes de la temperatura de la base de montaje del transistor. Por lo tanto, se puede permitir que la temperatura de la base de montaje aumente temporalmente por encima de 15°C, dando como resultado un aumento de unos 15/7,5 = 2°C/W de la resistencia térmica del radiador necesario. La figura 16 muestra que el BU426 permanecerá térmicamente estable si la resistencia térmica del radiador es aumentada a unos 7°C/W.

Comportamiento del transistor de salida durante el paso a conducción

El comportamiento durante el paso a conducción del transistor de salida en el circuito de la figura 18 se muestra en la parte izquierda de la figura 19(c).

El desplazamiento del punto de trabajo del transistor de salida, para diferentes condiciones de funcionamiento, está dibujado en la figura 20 dentro del SOAR para el paso a conducción del BU426. Como se puede ver, el punto de trabajo permanece siempre dentro del SOAR. Las pérdidas del paso a conducción para una corriente de pico de colector de 2,5 A, alcanzan unos 2,4 W.

Comportamiento del transistor de salida durante el paso a bloqueo

En la parte derecha de la figura 19(c) se muestra el comportamiento del transistor de salida durante el paso a bloqueo en funcionamiento normal. Este oscilograma muestra que, medio microsegundo después de que la corriente de colector se haya reducido al 90% de su valor de pico, la tensión colector-emisor del BU426 ha subido a unos 330 V. Esto es equivalente a una velocidad de subida de 660 V/μs, que está bastante por debajo del máximo previamente especificado de 1000 V/μs. Si la corriente de colector ha aumentado hasta su valor máximo de 2,5 A (sobrecarga), la velocidad de subida de la tensión colector-emisor aumenta a 920 V/μs que está todavía por debajo del límite especificado.

Tiempos de paso a bloqueo

Los siguientes tiempos de paso a bloqueo fueron medidos cuando el circuito de la figura 18 fue sobrecargado (I_{CM} = 2,5 A, I_{Be} = 250 mA):

		típico (T_{mb} = 25°C)	máximo (T_{mb} = 100°C)
– tiempo de caída	t_f	0,15 μs	0,5 μs
– tiempo de almacenamiento	t_s	1,4 μs	2 μs

Los tiempos de paso a bloqueo del BU433 en un convertidor directo con el mismo circuito de excitación que muestra la figura 18 son:

		típico (T_{mb} = 25°C)	máximo (T_{mb} = 100°C)
– tiempo de caída	t_f	0,18 μs	0,6 μs
– tiempo de almacenamiento	t_s	1,4 μs	2 μs

■

Tabla 4. *Variaciones de la corriente de base debidas a variaciones operacionales y a las tolerancias de los componentes del circuito de excitación.*

componente/parámetro	valor nom.	% tolerancia	% variación de I_{Be}
R_1	18 kΩ	± 5	4
C_1	5,6 nF	± 20	< 1
R_2	10 Ω	± 5	< 1
C_2	2,2 μF	± 20	< 1
primario T_1 L	400 mH	± 10	< 2
ajuste V_0	160 V	± 2	< 1
período conmutación	64 μs	± 5	1
tensión de red	220 V	+10 −15	+10 −15

Tabla 5. *Parámetros del peor caso durante varias condiciones de funcionamiento.*

condición funcionamiento carga	excitación	factor forma	curva	I_{CM}/I_{Be}	I_{CM} (A)	I_{Be} (mA)	$P_{tot\,máx}$ (W)
mín.	nom.	0	Fig. 8(b)	6,4	1,6	250	2
nom.	nom.	0,2	Fig. 8/9	7,2	1,8	250	≈ 2,8
mín.	máx.	0	Fig. 8(b)	5,5	1,6	290	2
sobrecarga	mín.	0,4	Fig. 9(b)	12,5	2,5	200	7,5

Sistemas de altavoces de varias vías herméticamente cerrados

En este artículo se dan los datos de construcción y las características de funcionamiento de 5 sistemas de altavoces de dos y tres vías herméticamente cerrados que pueden manejar potencias entre 50 W y 80 W. En cada caso se indican los altavoces recomendados, las medidas de la caja, las redes de cruce y las respuestas de frecuencia.

En este artículo se describen 5 cajas acústicas de alta fidelidad que pueden ser construidas fácilmente en su propia casa. En general, el futuro constructor, con recursos limitados, podrá elegir entre el sistema de caja acústica herméticamente cerrada y el sistema reflex de graves. Cada uno de ellos tiene sus ventajas y la elección de un determinado sistema, generalmente es cuestión de gusto personal. Sin embargo, a la hora de efectuar esta decisión, se deberán tener en cuenta un determinado número de factores. En general, el sistema reflex de graves es mucho más eficiente que el sistema herméticamente cerrado pero posee la desventaja de ser mucho más voluminoso que la caja cerrada con la misma frecuencia de resonancia. Por tanto, el espacio disponible y la potencia del amplificador serán factores decisivos en la elección del sistema de altavoces.

SISTEMA I

Caja acústica de tres vías y 60 l capaz de manejar 80 W

En la figura 2 se muestra una caja acústica de tres vías capaz de manejar hasta 80 W eficaces. Las dimensiones no son críticas y se pueden variar de acuerdo con las necesidades individuales del constructor, siempre que el volumen total de 60 litros se mantenga constante. La caja deberá construirse con conglomerado de 20 mm de espesor y todas las uniones deberán ser lo más fuertes que sea posible. Se deberá tener especial cuidado de que no exista entrada o salida de aire (por ejemplo, utilizando cinta aislante) y se recomienda cubrir las superficies internas con unos 440 g de lana de vidrio, con tres capas en la superficie opuesta a la placa del baffle.

Los altavoces recomendados para este sistema son:

woofer	AD12200	8 Ω
squawker	AD0211	8 Ω
tweeter	AD0162	15 Ω

La figura 1 muestra el esquema de montaje de estos tres altavoces. Obsérvese que el tweeter tiene una impedancia nominal de 15 Ω mientras que los otros altavoces tienen 8 Ω nominales.

Funcionamiento

En la figura 3 se da la respuesta de frecuencia del sistema completo medida en condiciones de campo libre. La respuesta de frecuencia total se extiende desde 23 Hz hasta 20 kHz.

Sin embargo, para el oyente es mucho más importante la respuesta de frecuencia del sistema en su propia sala de estar. Aunque es obvio que no se pueden dar las características de cada una de las salas de estar, en la figura 4 se da alguna indicación del funcionamiento que puede ser válida para el oyente medio.

Las medidas de la figura 4 se han tomado en una sala con las siguientes dimensiones: 7,1 × 4,8 × 2,84 m. El sistema de altavoces se colocó a 0,5 m sobre el suelo, entre las dos paredes más largas con la parte posterior a 1 m de distancia de una de las paredes más cortas y el micrófono se colocó aproximadamente a 4 m de distan-

Sistema I

3m

200 µ

12 µ

3,9

1µ5

8Ω

24µ

6,8

AD12200 /W8

2ml

AD0211 /SQ8

500µ

AD0162 /T15

R71201C

Figura 1. Red de cruce para el sistema 1 que da una impedancia nominal de 8 Ω.

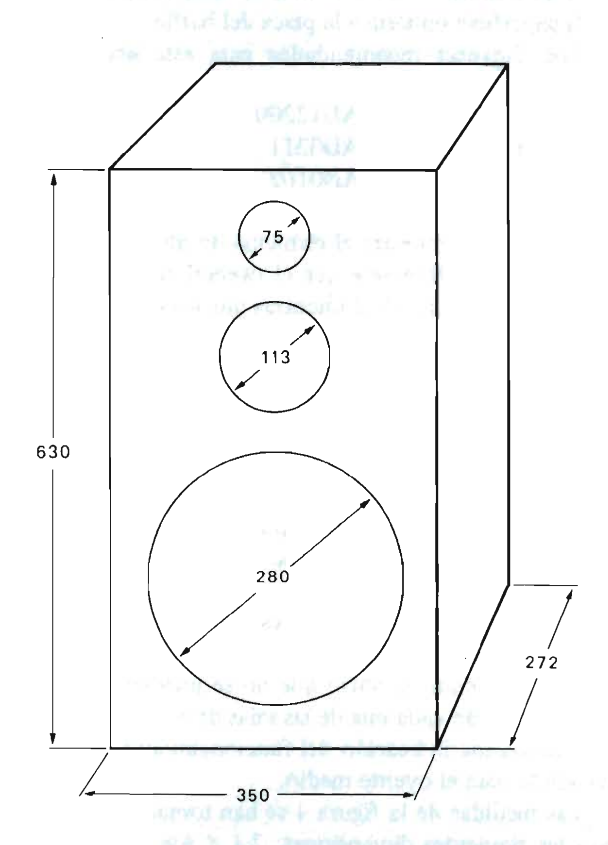


Figura 2. Caja acústica cerrada de 60 litros que utiliza un woofer AD12200, un squawker AD0211 y un tweeter AD0162. Las dimensiones son internas, en mm y se dan únicamente como ejemplo.

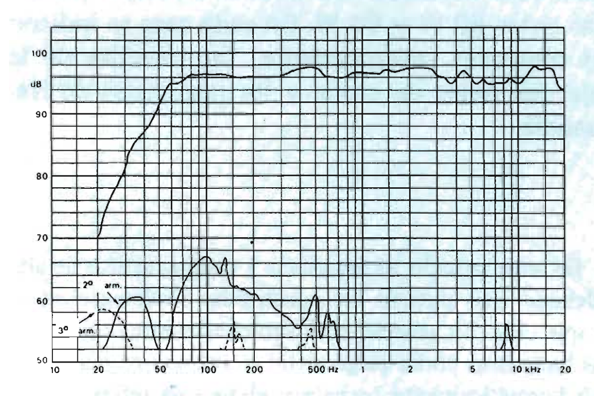


Figura 3. Respuesta de frecuencia y distorsión armónica de una caja práctica en condiciones de campo libre.



Figura 4. Respuesta de frecuencia de una caja práctica en una sala.

cia en frente del sistema a una altura de 1,5 m. Bajo estas condiciones, se observó una reducción de 20 dB en el nivel de sonido respecto a las medidas efectuadas bajo condiciones de campo libre, y la respuesta de frecuencia hallada fue de 50 Hz a 20 kHz ± 2,5 dB.

Características

Las características del sistema con los altavoces recomendados son las siguientes:

– impedancia	8 Ω (nominal)
– margen de frecuencia	23 a 20000 Hz
– frecuencia de resonancia	46 Hz
– capacidad manejo potencia	80 W eficaces (máximo)
– potencia de funcionamiento	7 W
– volumen de la caja	60 l.

SISTEMA II

Caja acústica de tres vías y 32 l capaz de manejar 50 W

El sistema que se muestra en la figura 6 tiene un volumen de 32 litros, una impedancia nominal de 8 Ω y es capaz de manejar hasta 50 W eficaces. La caja debe construirse con conglomerado de 20 mm de espesor y todas las uniones deben ser lo más fuertes posible. Hay que asegurarse de que las uniones son herméticas (por ejemplo, utilizando cinta aislante) y se recomienda cubrir las superficies internas con unos 100 g de lana de vidrio.

Los altavoces recomendados para este sistema son:

woofer	AD80652	8 Ω
squawker	AD0211	8 Ω
tweeter	AD0163	8 Ω

La figura 5 muestra el esquema de montaje de estos altavoces.

Funcionamiento

En la figura 7 se da la respuesta de frecuencia del sistema completo medida bajo condiciones de campo libre. El margen de frecuencias es de 32 Hz a 20 kHz.

En la figura 8 se da la respuesta de frecuencia del sistema en una sala de estar de 7,1 × 4,8 × 2,84 m. Colocando el sistema en esta sala en las mismas condiciones que en el caso anterior, se obtuvo una reducción de 15 dB en el nivel de sonido respecto a las medidas realizadas en condiciones de campo libre, y la respuesta de frecuencia que se encontró es 50 Hz a 20 kHz ± 3 dB.

Características

Las características del sistema con los altavoces recomendados son:

– impedancia	8 Ω (nominal)
– margen de frecuencias	32 a 20000 Hz
– frecuencia de resonancia	63 Hz
– capacidad manejo potencia	50 W eficaces (máximo)
– potencia de funcionamiento	7 W
– volumen de la caja	32 l.

SISTEMA III

Caja acústica de tres vías y 50 l capaz de manejar 80 W

En la figura 10 se dan las dimensiones internas, no críticas, del sistema de tres vías y 50 litros que puede manejar hasta 80 W eficaces.

Se debe construir la caja lo más hermética que sea posible con conglomerado de 20 mm de espesor y se recomienda cubrir las superficies internas con 800 g de lana de vidrio.

Los altavoces recomendados para este sistema son:

woofer	AD12650	8 Ω
squawker	AD0211	8 Ω
tweeter	AD01630 AD01631	15 Ω

La figura 9 muestra el esquema de montaje para estos tres altavoces. Obsérvese que el tweeter tiene una impedancia nominal de 15 Ω mientras que el resto de altavoces son de 8 Ω nominales.

Funcionamiento

En la figura 11 se da la respuesta de frecuencia del sistema completo medida bajo condiciones de campo libre. El margen de frecuencias se extiende desde 27 Hz hasta 20 kHz.

Características

Las características del sistema con los altavoces recomendados son:

– impedancia	8 Ω (nominal)
– margen de frecuencias	27 a 20000 Hz
– frecuencia de resonancia	53 Hz
– capacidad manejo potencia	80 W eficaces (máximo)
– potencia de funcionamiento	5 W
– volumen de la caja	50 l.

Sistema II

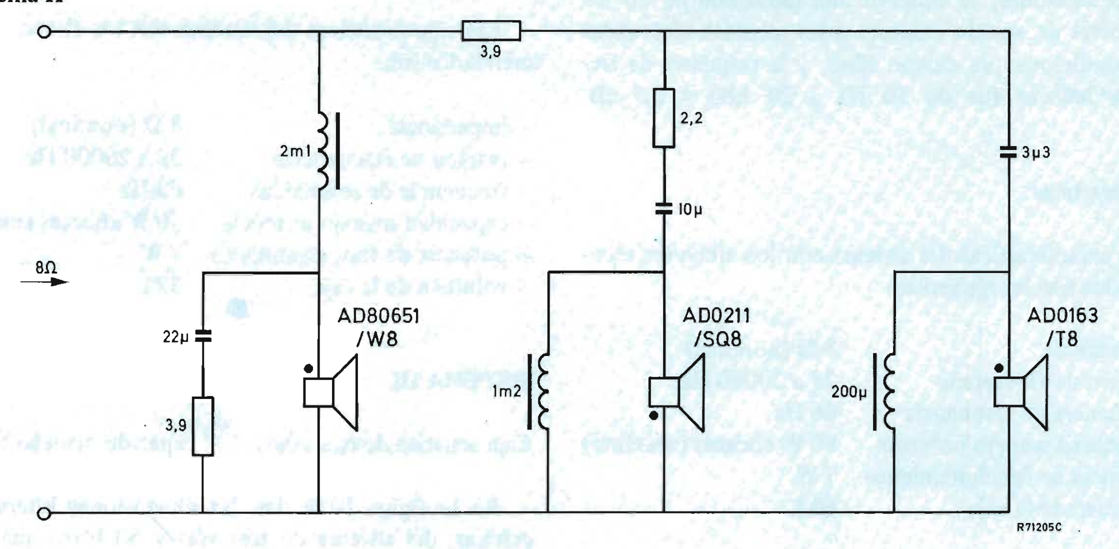


Figura 5. Red de cruce para el sistema II que da una impedancia nominal de 8 Ω.

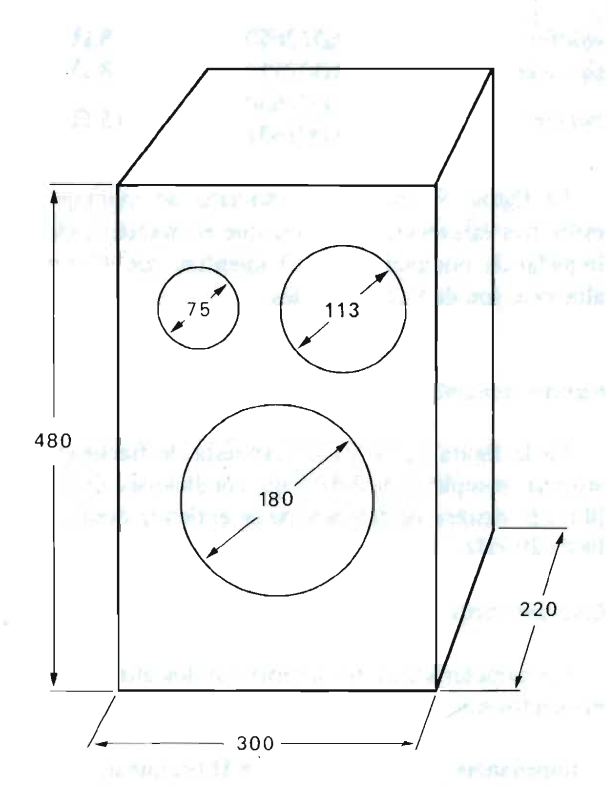


Figura 6. Caja acústica cerrada de 32 litros que utiliza un woofer AD80652, un squawker AD0211 y un tweeter AD0163. Las dimensiones son internas, en mm y se dan únicamente como ejemplo.

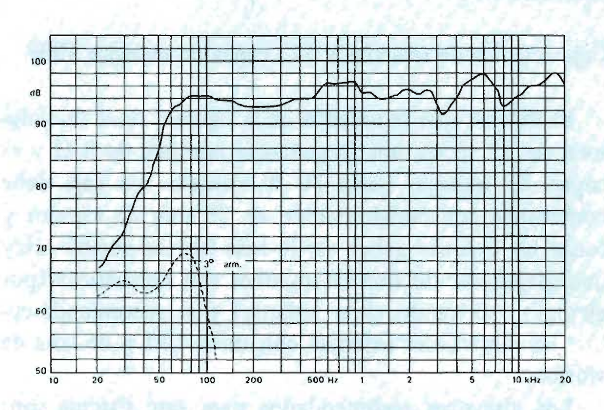


Figura 7. Respuesta de frecuencia y distorsión armónica de una caja práctica en condiciones de campo libre.

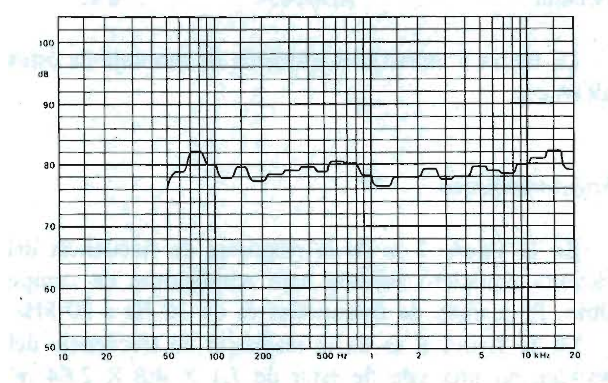


Figura 8. Respuesta de frecuencia de una caja práctica en una sala.

Sistema III

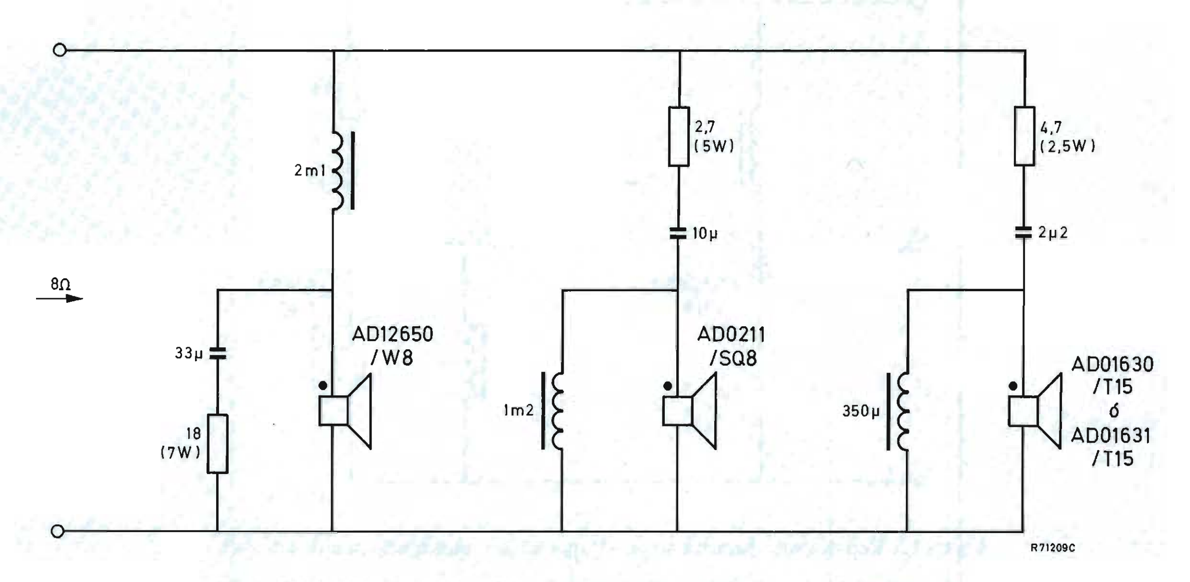


Figura 9. Red de cruce para el sistema III que da una impedancia nominal de 8 Ω.

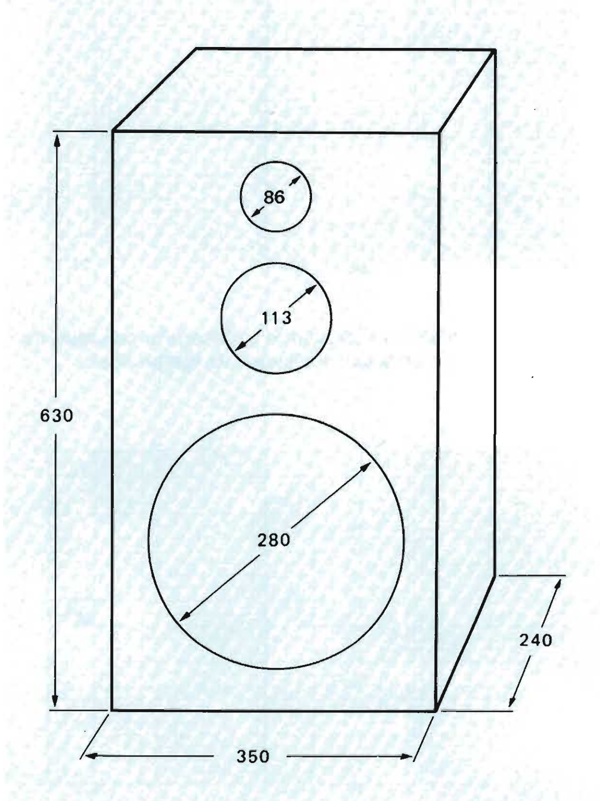


Figura 10. Caja acústica de 50 litros que emplea un woofer AD12650, un squawker AD0211 y un tweeter AD01630 ó AD01631. Las dimensiones son internas, en mm y se dan únicamente como ejemplo.

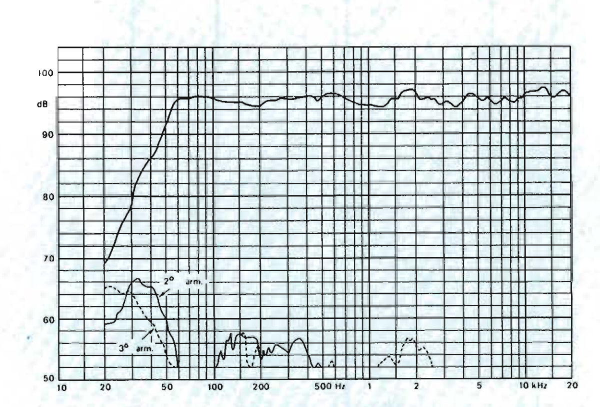


Figura 11. Respuesta de frecuencia y distorsión armónica de una caja práctica en condiciones de campo libre.

Sistema IV

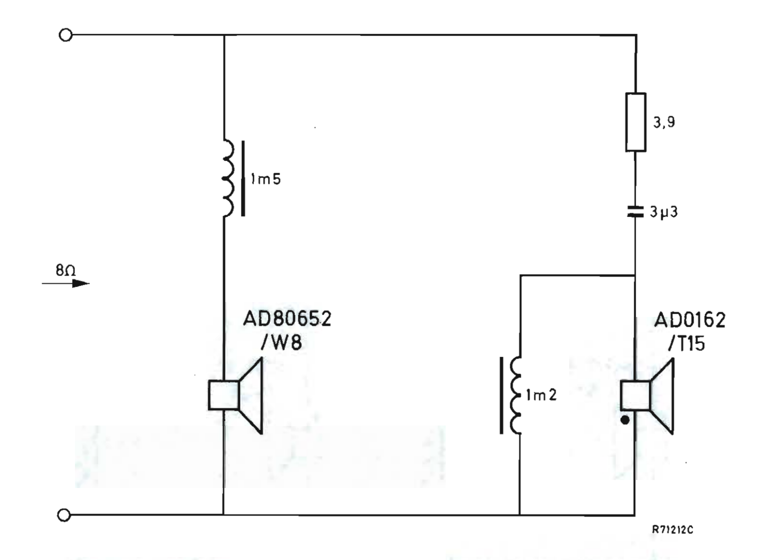


Figura 12. Red de cruce para el sistema IV que da una impedancia nominal de 8 Ω.

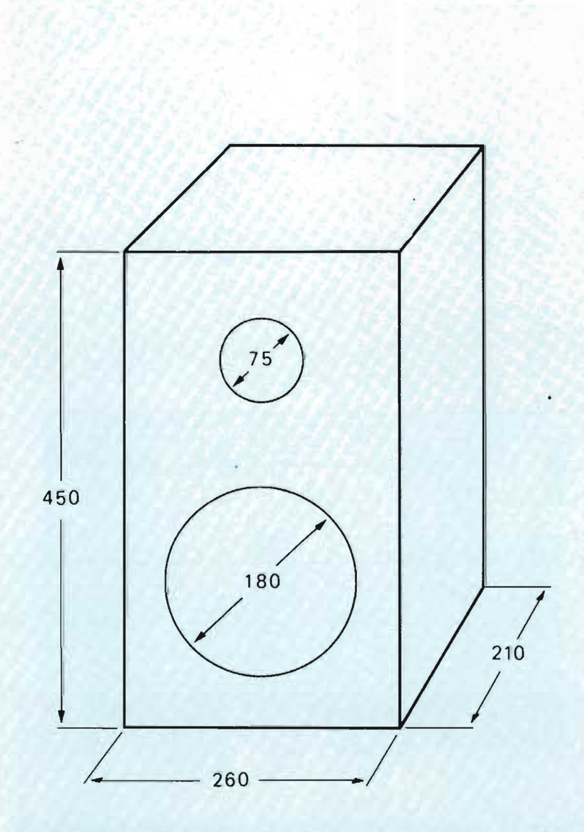


Figura 13. Caja acústica de 25 litros que utiliza un woofer AD80652 y un tweeter AD0162. Las dimensiones son internas, en mm y se dan únicamente como ejemplo.

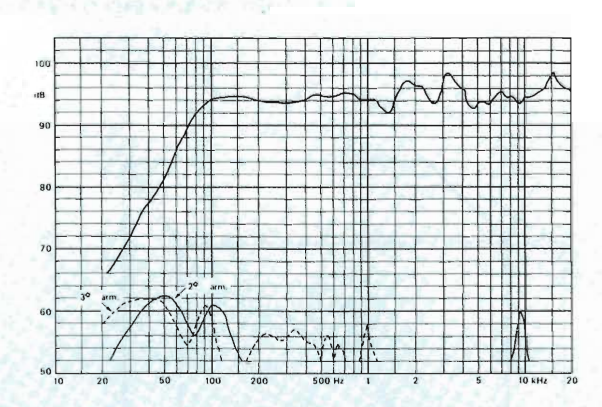


Figura 14. Respuesta de frecuencia y distorsión armónica de una caja práctica en condiciones de campo libre.

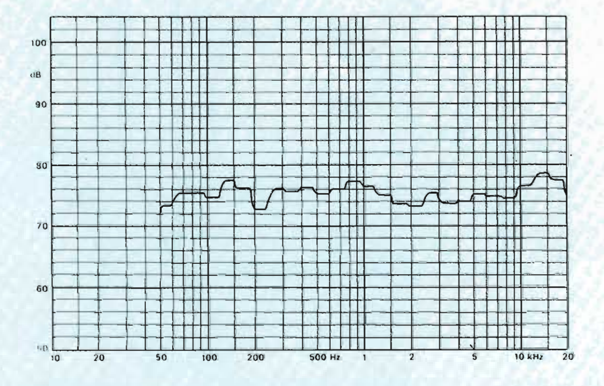


Figura 15. Respuesta de frecuencia de una caja práctica en una sala.

Sistema V

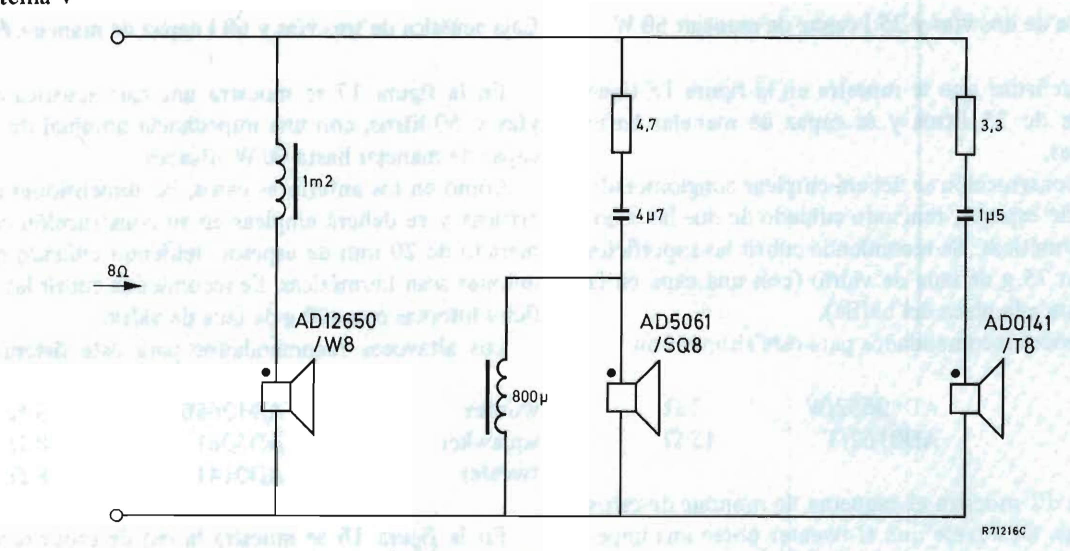


Figura 16. Red de cruce para el sistema V que da una impedancia nominal de 8 Ω.

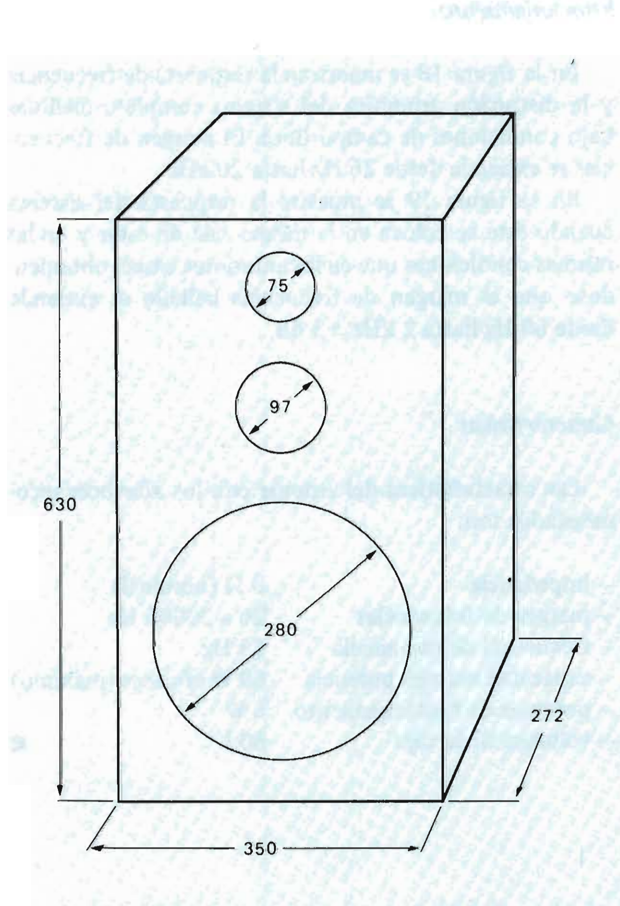


Figura 17. Caja acústica de 60 litros que utiliza un woofer AD12650, un squawker AD5061 y un tweeter AD0141. Las dimensiones son internas, en mm y se dan únicamente como ejemplo.

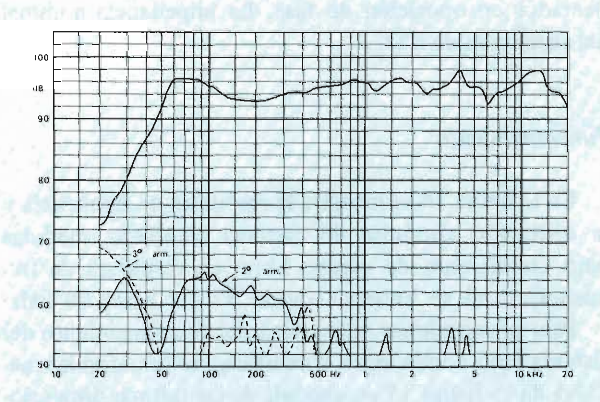


Figura 18. Respuesta de frecuencia y distorsión armónica de una caja práctica en condiciones de campo libre.

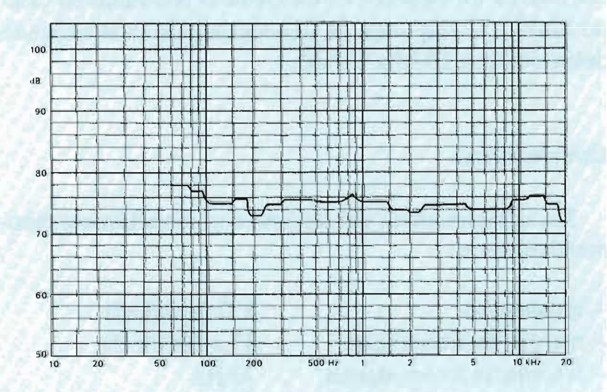


Figura 19. Respuesta de frecuencia de una caja práctica en una sala.

SISTEMA IV

Caja acústica de dos vías y 25 l capaz de manejar 50 W

La caja acústica que se muestra en la figura 13 tiene un volumen de 25 litros y es capaz de manejar hasta 50 W eficaces.

Para su construcción se deberá emplear conglomerado de 18 mm de espesor, teniendo cuidado de que las uniones sean herméticas. Se recomienda cubrir las superficies internas con 75 g de lana de vidrio (con una capa en la pared opuesta a la placa del baffle).

Los altavoces recomendados para este sistema son:

woofer	AD80652/W	8 Ω
tweeter	AD0162/T	15 Ω

La figura 12 muestra el esquema de montaje de estos dos altavoces. Obsérvese que el tweeter posee una impedancia de 15 Ω mientras que la del woofer es de 8 Ω nominales. Obsérvese también que los altavoces están conectados en oposición de fase. La impedancia nominal del sistema es de 8 Ω.

Funcionamiento

En la figura 14 se muestra la respuesta de frecuencia y la distorsión armónica del sistema completo, medidas bajo condiciones de campo libre. La respuesta de frecuencia total se extiende desde 37 Hz hasta 20 kHz.

Para proporcionar mejor idea del funcionamiento del sistema bajo condiciones domésticas, se tomaron las medidas de la figura 15 en una sala de las mismas dimensiones que en los casos anteriores (7,1 × 4,8 × 2,84 m). Con el sistema situado en esta sala en las mismas condiciones que para los otros sistemas, se obtuvo una reducción de 20 dB respecto de las medidas realizadas en campo libre, y la respuesta de frecuencia hallada se extiende desde 50 Hz a 20 kHz ± 3 dB.

Características

Las características del sistema con los altavoces recomendados son:

– impedancia	8 Ω (nominal)
– margen de frecuencias	37 a 20000 Hz
– frecuencia de resonancia	73 Hz
– capacidad manejo potencia	50 W eficaces (máximo)
– potencia de funcionamiento	6 W
– volumen de la caja	25 l.

SISTEMA V

Caja acústica de tres vías y 60 l capaz de manejar 60 W

En la figura 17 se muestra una caja acústica de tres vías y 60 litros, con una impedancia nominal de 8 Ω y capaz de manejar hasta 60 W eficaces.

Como en los anteriores casos, las dimensiones no son críticas y se deberá emplear en su construcción conglomerado de 20 mm de espesor, teniendo cuidado que las uniones sean herméticas. Se recomienda cubrir las superficies internas con 800 g de lana de vidrio.

Los altavoces recomendados para este sistema son:

woofer	AD12650	8 Ω
squawker	AD5061	8 Ω
tweeter	AD0141	8 Ω

En la figura 16 se muestra la red de cruce recomendada para este sistema.

Funcionamiento

En la figura 18 se muestran la respuesta de frecuencia y la distorsión armónica del sistema completo medidas bajo condiciones de campo libre. El margen de frecuencias se extiende desde 26 Hz hasta 20 kHz.

En la figura 19 se muestra la respuesta del sistema cuando éste se coloca en la misma sala de estar y en las mismas condiciones que en los anteriores casos, obteniéndose que el margen de frecuencia hallado se extiende desde 60 Hz hasta 2 kHz ± 3 dB.

Características

Las características del sistema con los altavoces recomendados son:

– impedancia	8 Ω (nominal)
– margen de frecuencias	26 a 20000 Hz
– frecuencia de resonancia	53 Hz
– capacidad manejo potencia	60 W eficaces (máximo)
– potencia de funcionamiento	6 W
– volumen de la caja	60 l. ■

Circuitos impresos rígido-flexibles

En este artículo se estudian las placas de circuito impreso rígido-flexibles que vienen a solucionar el problema de las conexiones entre placas de circuito impreso y contribuyen a aumentar la densidad de ubicación de circuitos complicados. Se incluye un diagrama de flujo de los pasos de fabricación y se indican los materiales utilizados. Se dan también criterios para decidir cuándo es ventajoso utilizar estos circuitos y finalmente se indica donde han sido utilizados.

La actual tendencia de alojar más electrónica en menos espacio ha conducido al desarrollo de muchas tecnologías nuevas para aumentar la densidad de ubicación de circuitos complicados. Las interconexiones del circuito también han evolucionado con el tiempo; los hilos separados fueron reemplazados en primer lugar por circuitos impresos de una sola cara, después por los de doble cara y ahora son corrientes los circuitos impresos multicapa rígidos y flexibles con interconexiones metalizadas. Sin embargo, las conexiones a, de y entre circuitos impresos están normalmente realizadas por medio de hilos y terminales, o por medio de costosos y voluminosos conectores, justo como antes. Los circuitos impresos rígido-flexibles (F-R) vienen a poner al día estas conexiones entre circuitos impresos.

¿Qué es un circuito impreso F-R?

Un circuito impreso F-R está compuesto por un determinado número de circuitos impresos flexibles y rígidos, intercalados entre capas semi-impregnadas y prensadas simultáneamente, que forman un circuito impreso multicapa rígido compuesto con una o más capas flexibles que sobresalen. Las interconexiones entre las capas del circuito impreso compuesto se efectúan a través de orificios metalizados como en los circuitos multicapa convencionales. Las conexiones exteriores al circuito compuesto, o entre un determinado número de circuitos compuestos, se efectúan a través de las porciones que sobresalen de la capa(s) flexible. Si es necesario, se puede poner encima de las áreas flexibles que sobresalen una capa protectora translúcida que proporciona una mayor rigidez mecánica y/o aislamiento eléctrico. La figura 1 es un diagrama de flujo del proceso de fabricación de los circuitos impresos rígido-flexibles (F-R).

¿Cuáles son las ventajas de los circuitos impresos F-R?

Las conexiones convencionales entre circuitos impresos se hacen normalmente por medio de hilos soldados a través de un circuito impreso auxiliar, o a través de conectores simples o de dos partes. Si se necesitan muchas conexiones, o si las circunstancias exigen el empleo de conectores de alta calidad, estas técnicas pueden resultar muy caras. Además, los hilos soldados y los contactos de los conectores pueden presentar problemas de fiabilidad. Desde el punto de vista de la fiabilidad se ha demostrado que, si las conexiones entre las capas de un circuito impreso multi-capa se efectúan a través de orificios metalizados, éstos son más fiables que sus similares soldados o los contactos enchufados. Por tanto, centraremos la atención en comparar los costos relativos de las técnicas de interconexión convencionales y del circuito impreso F-R.

Un grupo de análisis y valoración ha llevado a cabo una investigación para determinar cuantas conexiones deben ser necesarias entre dos circuitos impresos antes de que el uso del circuito impreso F-R sea una solución económica. Naturalmente, el número de interconexiones

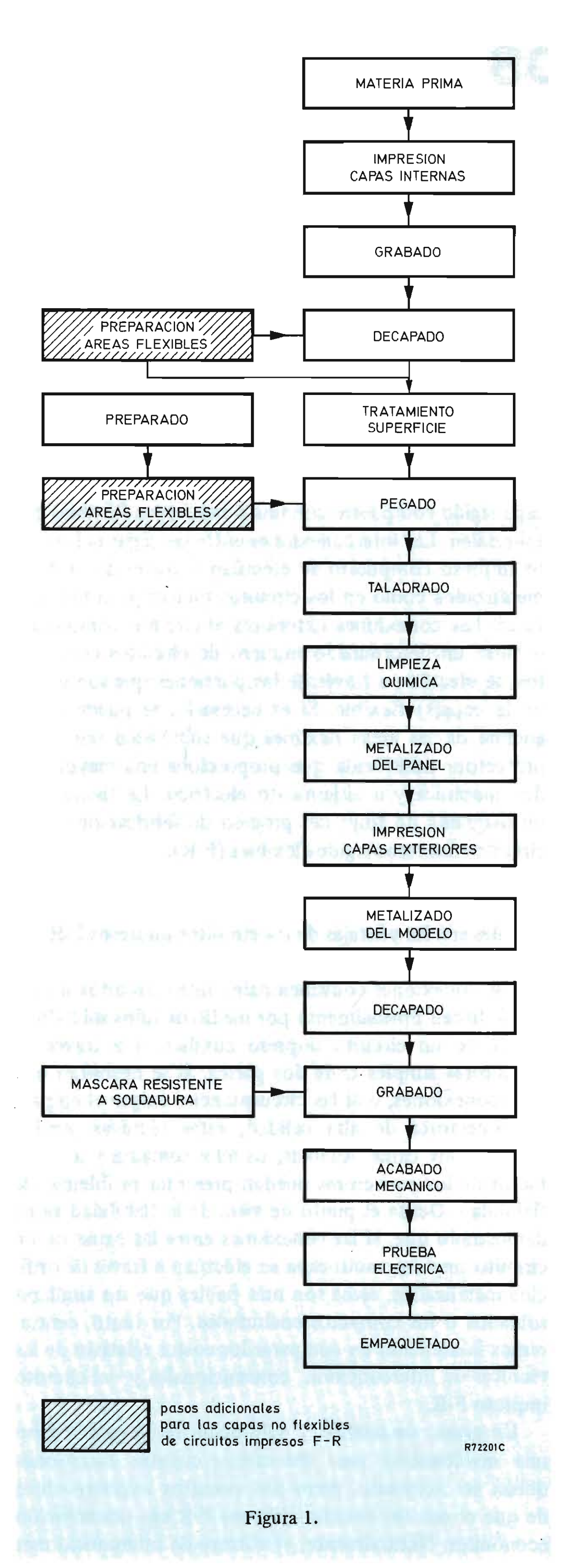


Figura 1.

no es el único criterio a considerar cuando se estudia el uso del circuito impreso F-R; se deben hacer investigaciones más detalladas para aplicaciones específicas. Los resultados de esta investigación fueron los siguientes:

– El circuito impreso F-R es menos caro que las conexiones con hilo y terminal si se necesitan más de 20 conexiones.
– El circuito impreso F-R es menos caro que el empleo de conectores de alta calidad si se necesitan más de 10 conexiones.

Es difícil especificar las otras ventajas del circuito impreso F-R en orden descendente de méritos sin considerar aplicaciones particulares. Sin embargo, las siguientes características del circuito impreso F-R son las más sobresalientes:

– eliminación de conectores;
– no necesitan hilos que sobresalen;
– peso y volumen reducidos;
– coste reducido;
– mayor fiabilidad debido a que tiene menos soldaduras y contactos mecánicos.

Puntos a considerar cuando se estudia el uso del circuito impreso F-R

Cuando se estudia el uso del circuito impreso F-R, se deben tener cuidadosamente en cuenta los siguientes puntos:

– es importante considerar las interconexiones como un concepto del costo total;
– cuando se montan componentes en un circuito impreso F-R, y durante el proceso de soldadura por ola, las partes flexibles deben mantenerse rígidas para evitar que sean sometidas a esfuerzos mecánicos;
– como las conexiones flexibles son permanentes e inaccesibles, es deseable pensar en la posibilidad de circuitos abiertos o en la necesidad de efectuar cambios, disponiendo en ambos extremos de cada conexión flexible una conexión a través de un orificio metalizado.

Materiales que se utilizan en los circuitos impresos F-R

Los requisitos mecánicos y eléctricos del circuito impreso F-R imponen que solamente son adecuados materiales de base de película de poliamida (por ejemplo, Kapton de Dupont), vidrio-epoxy flexible y, en algunos casos, vidrio-epoxy rígido muy delgado. Por las mismas razones, la película de poliamida y el vidrio-epoxy son

Tabla. *Características y aplicaciones del circuito impreso F-R*

A–flexibilidad de acuerdo con el I.E.C.
B–diámetro mínimo de doblado en mm para material de una sola cara
C–estabilidad dimensional
D–resistencia a la soldadura/desoldadura
E–resistencia al choque térmico
F–calidad de la conexión
G–precio del material base *
H–resistencia a la vibración
J–manejo

1. Puede soportar vibraciones severas y ser doblado alrededor de pequeños diámetros. Para aplicaciones donde el registro de las capas no es importante.
2. Puede soportar choques térmicos, ser doblado alrededor de diámetros no inferiores a 5 mm y tiene un buen registro de las capas.
3. Puede ser doblado repetitivamente alrededor de diámetros muy pequeños.
4. Desalineación de las capas no superior a 0,2 mm en un circuito impreso con una longitud entre 15 y 50 cm.

Características del circuito impreso F-R										*Aplicaciones del circuito impreso F-R*					
A	B	C	D	E	F	G*	H	J	capa protección	material	capa protección	1	2	3	4
++	1,5	−−	−	0/−	0	255	+	0	ninguna	Kapton de 50 µm	ninguna	++	−−	++	−−
+	20	−−	−	0/−	0	315		−	epoxy		epoxy	++	−−	++	−−
++	1,5	−−	−	0/−	0	430	++	+	poliamida	cobre de 35 µm	poliamida	++	−−	++	−−
++	1,5	−−	−	0/−	0	285		0	ninguna	Kapton de 50 µm	ninguna	++	−−	++	−−
+	20	−−	−	0/−	0	340		−	epoxy		epoxy	++	−−	++	−−
++	1,5	−−	−	0/−	0	460		+	poliamida	cobre de 70 µm	poliamida	++	−−	++	−−
+	1,5	+	+	+	++	125		0	ninguna	núcleo de 65 µm	ninguna	−	++	+	++
0	10	+	+	+	++	180		−	epoxy	resina epoxy FR4	epoxy	0	+	−	++
+	1,5	+	+	+	+	230	++	+	poliamida	cobre de 35 µm	poliamida	++	++	+	++
0	3	+	+	+	++	100		0	ninguna	núcleo de 100 µm	ninguna	−−	++	−	++
−	10	+	+	+	++	160		0	epoxy	resina epoxy FR4	epoxy	0	+	−	++
0	2	+	+	+	+	275		+	poliamida	cobre de 35 µm	poliamida	+	++	−	++
+	3	0	+	+	+	105	+	0	ninguna	núcleo de 100 µm	ninguna	0	+	+	+
0	10	0	+	+	+	164	0/−	0	epoxy	resina epoxy modificada	epoxy	0	+	−	+
+	2	0	+	+	+	280	++	+	poliamida	cobre de 35 µm	poliamida	++	+	+	+
−	4	0	+	+	+	115	0/−	+	ninguna	núcleo de 200 µm	ninguna	−−	+	−	+
−−		0	+	+	+	175		+	epoxy	resina epoxy modificada	epoxy	−	+	−	+
−		0	+	+	+	290		+	poliamida	cobre de 35 µm	poliamida	0	+	−	+

*100 = precio del circuito impreso de doble cara con núcleo de 100 µm de resina epoxy FR4 con 35 µm de cobre.

++ excelente; + bueno; 0 normal; − pobre; −− muy pobre.

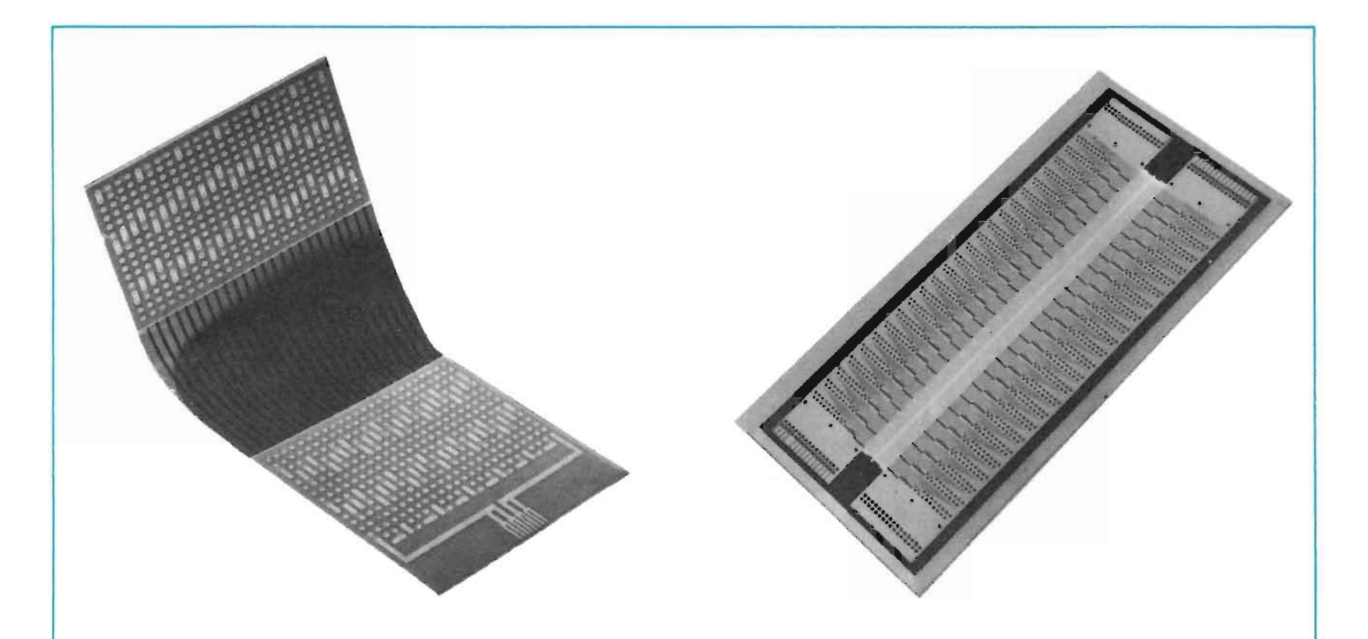


Figura 2. Modelo de prueba del circuito impreso rígido-flexible.

Figura 3. Circuito impreso F-R para una aplicación a un facsímil telefónico.

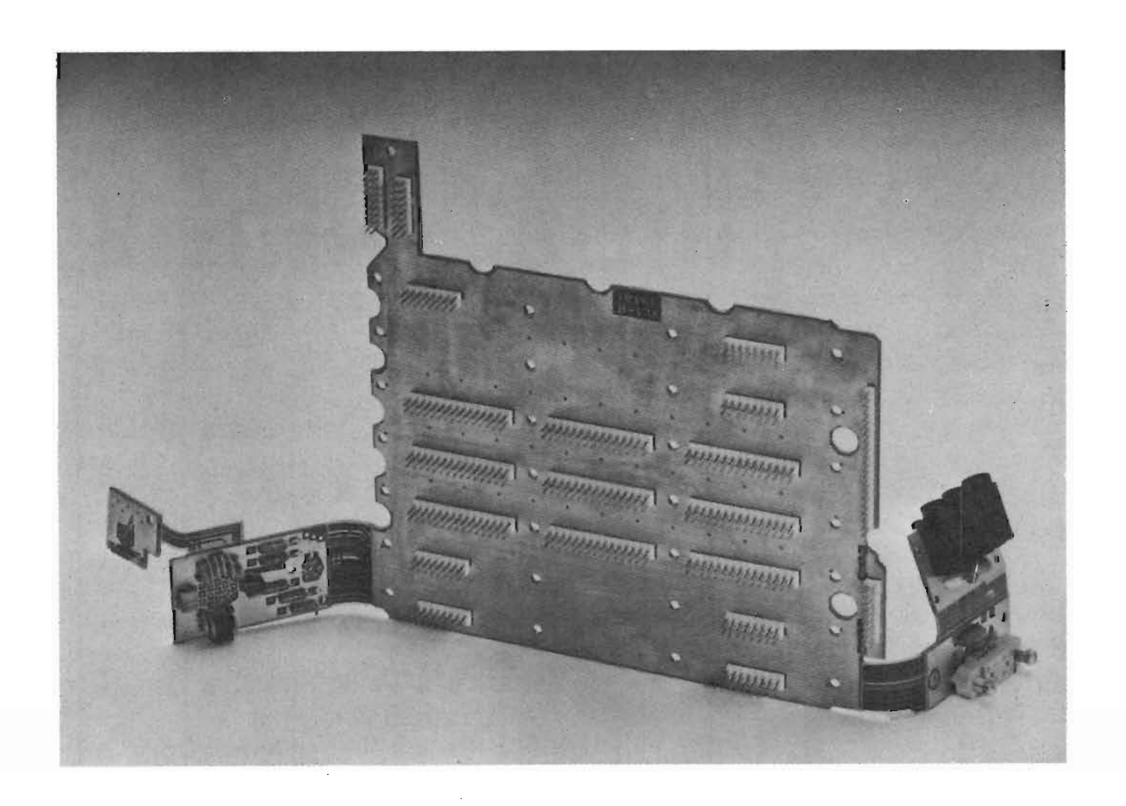


Figura 4. Circuito impreso F-R para una radio portátil de dos canales.

los materiales adecuados solamente para una capa protectora que cubre las conexiones flexibles.

Las características de una placa de circuito impreso F-R se muestran en la tabla en función de los materiales de la base y de la capa protectora. Es evidente, según esta información, que no es el costo el único factor a considerar cuando se seleccionan los materiales de la base y la capa protectora del circuito impreso F-R. Se deben considerar también las características mecánicas y eléctricas exigidas por una determinada aplicación. Por ejemplo, aunque la película de poliamida es más cara que el vidrio-epoxy flexible, ésta debe utilizarse si se necesitan las siguientes características mecánicas:

- capacidad para soportar severas vibraciones;
- capacidad de la conexión flexible para ser doblada con un diámetro igual o inferior a 1,5 mm;
- capacidad de la conexión flexible para soportar ser doblada más de 1.000 veces.

La principal desventaja de la película de poliester es su escasa estabilidad dimensional. Si este factor es importante, se debe utilizar vidrio-epoxy. La utilización de vidrio-epoxy dará como resultado:

- un costo inferior;
- una mejor calidad de la conexión debido a que la resina es común tanto a las capas flexibles como a las rígidas;
- mayor resistencia a soldaduras repetidas;
- mayor resistencia al choque térmico.

Sin embargo, cuando se utiliza vidrio-epoxy se tienen las siguientes desventajas:

- la conexión flexible no puede ser doblada con un diámetro inferior a 10 mm;
- el circuito no debe estar sujeto a vibraciones indebidas;
- la conexión flexible no puede ser doblada más de 150 veces.

Las características y aplicaciones del circuito impreso F-R están resumidas en la tabla.

¿Dónde ha sido utilizado el circuito impreso F-R?

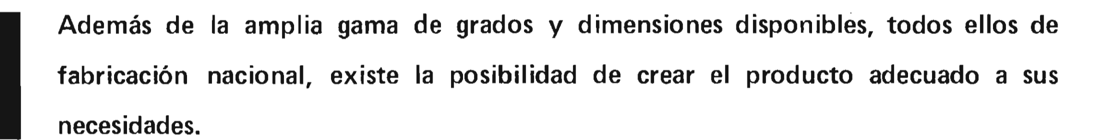
La figura 2 muestra dos placas de circuito impreso rígido de 6 capas de vidrio-epoxy de 1,6 mm interconectadas por una unión de vidrio-epoxy flexible de 0,1 mm de espesor. La placa tiene aproximadamente 800 orificios metalizados conectados en serie que tienen un diámetro de 0,8 mm después de metalizados. Este conjunto es utilizado para comprobar la capacidad de doblado del circuito impreso F-R y para confirmar la continuidad de los orificios metalizados y de la unión flexible. Esto se consigue midiendo cualquier cambio de la resistencia entre los orificios después de que el conjunto ha sido sumergido en aceite de acuerdo con los procedimientos de prueba del IEC.

La figura 3 muestra un par de circuitos impresos F-R de una sola cara de vidrio epoxy con un circuito de cobre estañado para una aplicación de facsimil telefónico. Los componentes se montarán en la parte rígida de la placa y la banda semi-rígida a lo largo del borde se soldará a un visualizador de cristal-líquido. Los principales criterios de diseño para este circuito impreso F-R fueron la estabilidad dimensional, la seguridad y el costo.

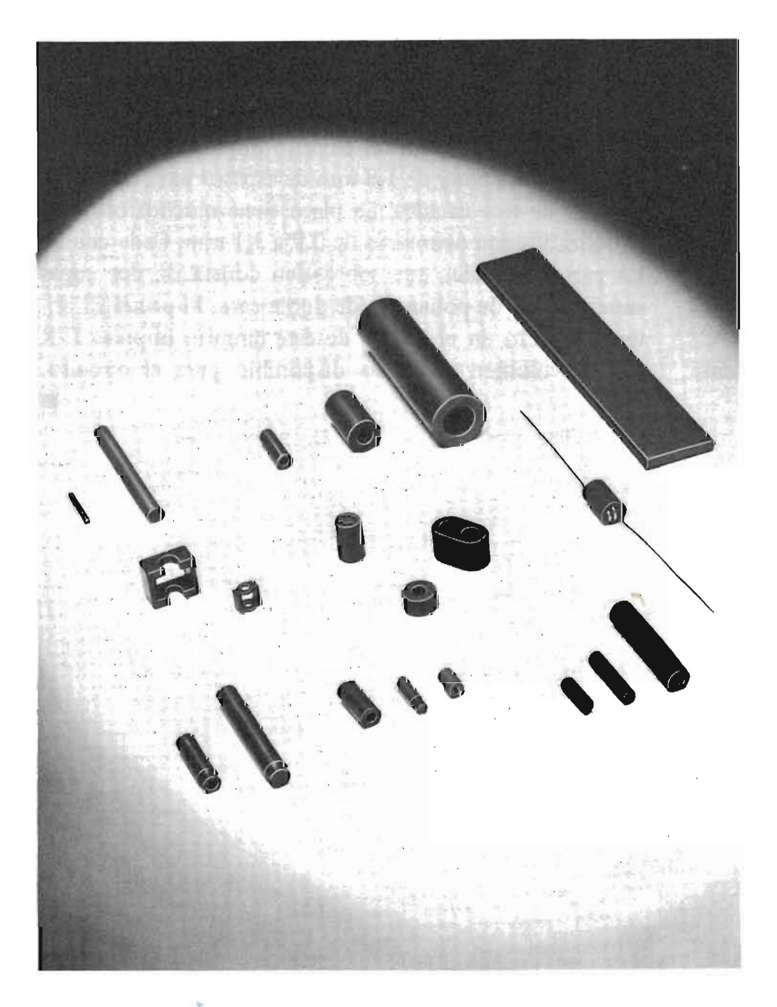
La figura 4 muestra un circuito impreso F-R de 8 capas de vidrio-epoxy de 1,8 mm de espesor para una radio portátil de dos canales. La placa tiene muchos orificios metalizados con diámetros de 0,9 a 3,1 mm. Cada una de las partes flexibles que sobresalen consta de dos capas superpuestas de poliamida de doble cara. El principal criterio seguido en el diseño de este circuito impreso F-R fue el volumen reducido disponible para el circuito. ■

Materiales de ferrita y de polvo de hierro

PARA APLICACIONES DE RADIO, AUDIO Y TELEVISION



Además de la amplia gama de grados y dimensiones disponibles, todos ellos de fabricación nacional, existe la posibilidad de crear el producto adecuado a sus necesidades.



Los productos de esta gama se presentan en distintas ejecuciones de acuerdo a su aplicación:

- varillas
- tubos
- cuentas
- tubos de seis orificios
- choques
- núcleos roscados
- núcleos perfilados
- marcos
- núcleos con cabeza de plástico
- barras de antena
- núcleos de polvo de hierro

Circuito de excitación Este-Oeste para TV en color

En este artículo se da un circuito de excitación Este-Oeste para TV en color que utiliza un integrador Miller para convertir la tensión en el circuito de desviación vertical a la forma parabólica requerida para corregir la distorsión en acerico Este-Oeste.

Para corregir la distorsión en acerico Este-Oeste de una trama de TV en color, se debe aplicar al diodo modulador del circuito de desviación horizontal una tensión parabólica moduladora a la frecuencia de cuadro. El valor instantáneo de la tensión moduladora debe ser máximo cuando se explora la parte superior e inferior de la pantalla y mínimo cuando se explora la línea central horizontal. La tensión de modulación puede ser obtenida a partir del condensador que acopla las bobinas de desviación vertical con la etapa de salida de desviación vertical puesto que el valor de este condensador es muy dependiente de la temperatura. Por lo tanto, la tensión en diente de sierra de paso a positivo que aparece a través del resistor de alimentación en el circuito de desviación vertical se convierte a la forma parabólica requerida mediante un integrador Miller en el circuito de excitación Este-Oeste.

El integrador Miller está formado por TR_1 y la red R_1, R_3, C_1, C_2. Si la tensión de modulación fuera puramente parabólica, se produciría una sobrecorrección de la distorsión en acerico en la parte superior e inferior de la pantalla. Esto se evita reduciendo la pendiente en los extremos de la parábola, añadiendo una componente *S* a la forma de onda en diente de sierra de entrada a través de R_4, C_3. Se puede ajustar la amplitud de la parábola mediante el potenciómetro R_9 que forma parte de una configuración en puente que evita la interacción con el potenciómetro de amplio ajuste R_{10}. ■

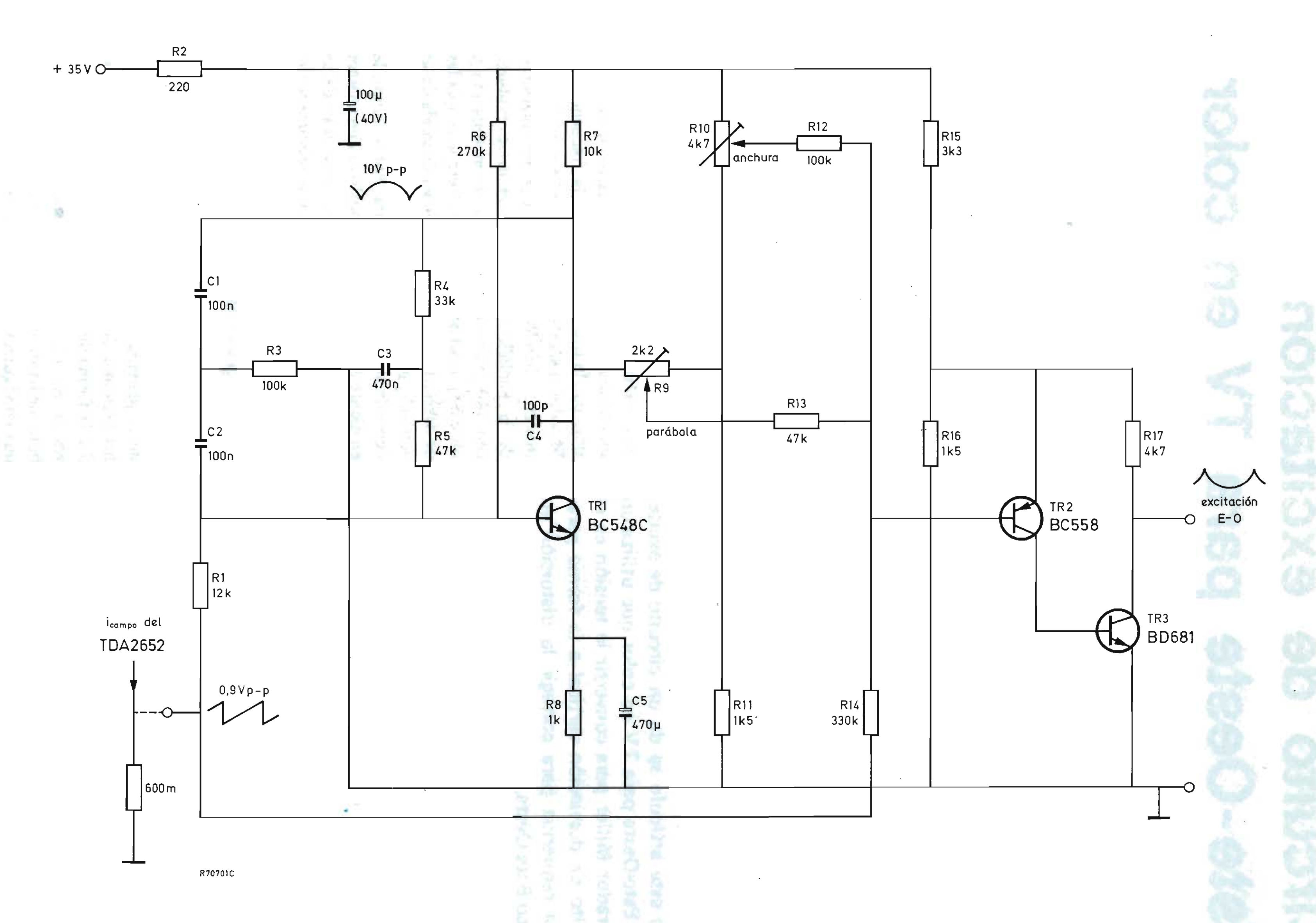


Figura 1. Circuito de excitación Este-Oeste.

AMPLIFICADORES DE ANTENA HIBRIDOS 40 a 860 MHz

Nuestra gama de amplificadores de antena de banda ancha para el margen de frecuencia de 40 a 860 MHz con tecnología híbrida de película delgada ofrece, además de una construcción compacta y un montaje racional, una elevada fiabilidad.

CARACTERISTICAS

- gran linealidad y estabilidad
- bajo ruido y elevada amplificación
- tensiones de alimentación de 24 V y 12 V ± 10%
- impedancia de entrada y de salida de 75 Ω

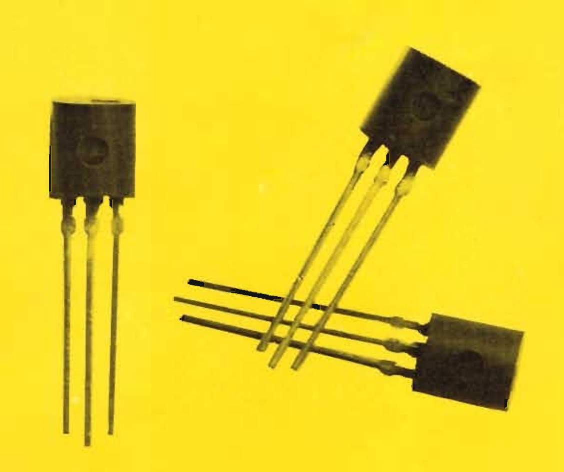
APLICACIONES

- sistemas de distribución de TV y radioenlaces
- transmisores y reemisores de TV
- radiocomunicación
- instrumentación

Dimensiones	Tipo	Etapas	Ganancia (dB)	$V_{0(ef)}$ (dB μV) intermodulación −60 dB (mín.) (1)	$V_{0(ef)}$ (dB μV) compresión 1 dB (típ.) (2)	Factor de ruido (dB)	Consumo I_B a $V_B = 24$ V (mA)
OM 335 (1 cm)	baja salida						
	OM320	2	15,5	92	111	5,5	23
	OM321	2	15,5	98	113	6,0	33
	OM335	3	27	98	115	5,5	35
	OM350 (nuevo)	2	18	100		6,0	18 ($V_B = 12$ V)
OM 336 (1 cm)	salida media						
	OM322	2	15	103	119	7,0	60
	OM336	3	22	105	122	7,0	65
	OM339 (nuevo)	3	28	107	122	6,0	66
OM 337 (1 cm)	salida alta						
	OM323*	2	15	113	127	9,0	100
	OM337*	3	26	112	126	9,8	115

(1) Valores mínimos medidos para una intermodulación de −60 dB (DIN 45004, 3 tono).
(2) Medido en saturación para una compresión de ganancia de 1 dB.
* Disponible en versiones con sufijo A que tienen L y C externamente.

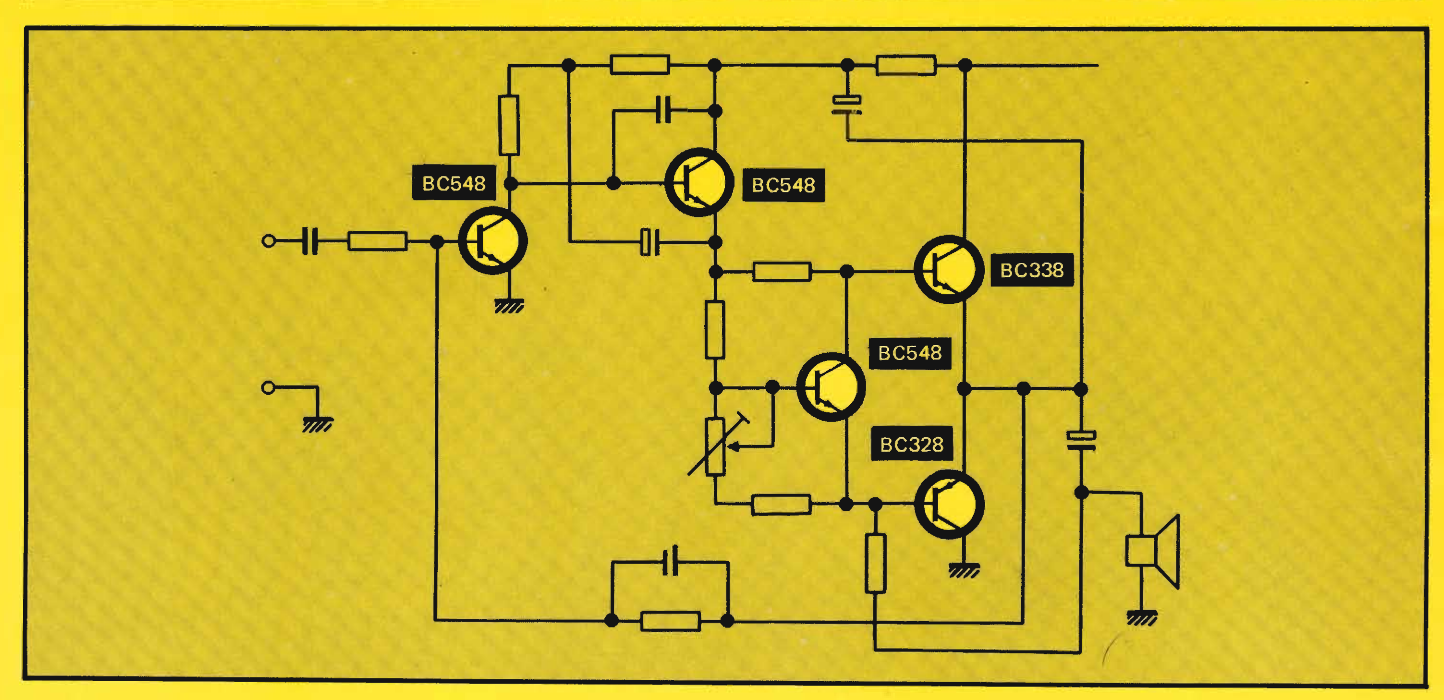
NUEVOS TRANSISTORES EN CAPSULA TO-92

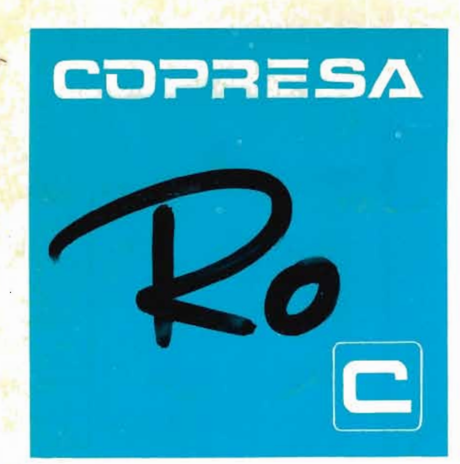


La gama de nuevos transistores de baja frecuencia en cápsula TO92 de producción local incluye la familia **BC327/337** y **BC635/636** de 0,5 a 1 A respectivamente*.
Estos transistores vienen a sustituir, para nuevos diseños, a los de la serie **AC187/188.**
Gracias a su especial diseño, la máxima potencia disipada es de 0,8 a 1 vatio (Tamb = 25°C). Se emplean en:

- etapas excitadoras
- amplificadores de audio
- radio, radio portátil
- televisión en color y en blanco/negro
- aplicaciones generales

Ic (A)	NPN 25 V	PNP	NPN 45 V	PNP	NPN 60 V	PNP	NPN 100 V	PNP
0,5	BC338	BC328	BC337	BC327				
1	BC368	BC369	BC635	BC636	BC637	BC638	BC639	BC640





Revista "Miniwatt"

Vol. 18 - Núm. 6

50 Ptas.

Motores de alta calidad para magnetófonos

Revista "Miniwatt"

VOLUMEN 18 - Número 6

JUNIO 1979

INDICE

PUBLICADA POR COMPAÑIA DE PRODUCTOS ELECTRONICOS "COPRESA", S. A.

Revista MINIWATT
Balmes, 22 - Barcelona-7

SUSCRIPCION ANUAL (11 números). . . . 450 Ptas.
GASTOS ENVIO CONTRA-REEMBOLSO . 30 Ptas.
CAMBIO DOMICILIO . . . . 25 Ptas.

Depósito Legal: B.18.387-61

GRAFESA - Nápoles, 249 - Barcelona

Juegos de video controlados por microprocesador

En este artículo se estudian dos diseños de sistemas de juegos de TV basados en el control por microprocesador: sistema orientado a RAM y sistema orientado a objeto. Se describe el Interface Programable de Video (PVI) 2636 y su empleo en un sistema típico de juegos orientado a objeto. Finalmente, se dan algunos ejemplos de posibilidades de juegos con el sistema PVI 2636.

INTRODUCCION

Desde la introducción comercial de los juegos electrónicos para TV en el año 1972, la demanda de juegos cada vez más variados y complejos ha aumentado rápidamente. Se logró un espectacular incremento en las ventas de estos sistemas, gracias a la mayor disponibilidad de los circuitos lógicos de producción masiva (SSI, MSI y LSI). Sin embargo, los primeros juegos que aparecieron eran, por necesidad, relativamente sencillos puesto que la tecnología LSI existente no permitía el diseño de sistemas de juegos más versátiles y a la vez más económicos.

Con la introducción de los microprocesadores en 1975, la situación sufrió un cambio radical. Además de aumentar el número de posibilidades de juegos y permitir una mayor flexibilidad en el diseño, el microprocesador permitió obtener mayores facilidades a la hora de realizar el sistema. Por primera vez fue posible especificar un juego solamente mediante software, permitiendo así el empleo de un solo sistema para una amplia diversidad de juegos; es decir, se puede obtener un nuevo juego simplemente cambiando el programa almacenado en la memoria del microprocesador. Una importante consecuencia de este nuevo concepto de diseño fue, sin duda, la obtención de juegos más atractivos desarrollados en un período de tiempo mucho más corto que el que hubiese sido necesario en el caso de emplear los primeros circuitos integrados que necesitaban un diseño específico para cada juego.

En este artículo, se estudian dos sistemas de diseño de juegos de TV controlados por microprocesador: sistema orientado a RAM y sistema orientado a objeto. En el primero, orientado a RAM, una memoria RAM realiza el interface con el receptor de TV y en cualquier instante contiene toda la información necesaria para formar una imagen completa en la pantalla del receptor de TV. Las formas, colores y posiciones de los objetos y del fondo necesarios para un determinado juego están definidos por el modelo de bits en la memoria RAM que a su vez está controlada por el microprocesador.

En el segundo sistema, orientado a objeto, cierto número de pequeños bloques de memorias RAM se emplean para almacenar información de las formas y colores de los objetos necesarios para el juego. Cada bloque de memorias RAM tiene un par de registros correspondiente que define las coordenadas de posición del objeto en la pantalla. El microprocesador "juega" transfiriendo los modelos de bits que representan a los objetos en los bloques RAM y enviando códigos de localización en la pantalla a los registros de coordenadas.

Este artículo estudia detalladamente los dos sistemas y describe en particular el empleo del interface programable de video (PVI) 2636 con el microprocesador 2650 en un sistema de juegos de video para receptores de TV domésticos normales.

CONSIDERACIONES DEL SISTEMA

En un sistema de juegos de TV controlado por microprocesador, la pantalla del receptor se emplea como una

gran matriz de puntos. Se elabora una imagen almacenando un apropiado modelo de bits en una memoria y transfiriéndolo a la pantalla en forma de matriz de puntos. La figura 1 muestra el diagrama de bloques general del sistema.

Función del microprocesador

En un determinado juego, la aparición de objetos en la pantalla, así como todo movimiento y rotación son controlados por el microprocesador bajo la dirección del programa del juego. Además, el microprocesador controla el hardware especialmente diseñado para la producción de sonidos y los estados de entrada de las unidades controladas por los jugadores, tales como conmutadores giratorios, potenciómetros, fotocélulas, etc.

Interface con el receptor de TV

La lógica del sistema de juegos puede ser acoplada con el receptor de TV de dos maneras distintas. Puede controlar directamente los amplificadores RGB (como en juegos incorporados en el receptor), o puede operar a través de la entrada de antena por medio de un codificador de color y de un sumador de vídeo, y por medio de un modulador de radiofrecuencia (como en juegos separados del receptor). En el segundo sistema, el sonido puede ser amplificado localmente en la unidad de juegos adicional o ser incluido como parte de la entrada modulada a la antena.

Interface entrada/salida

El interface entre las unidades controladas por los jugadores y el microprocesador puede lograrse de varias formas. La más sencilla consiste en cablear los conmutadores, potenciómetros, etc. directamente al microprocesador. Sin embargo, un método más sofisticado consiste en utilizar el control remoto, a través de un canal de infrarrojos o ultrasónico. Estos sistemas de control remoto son cada vez más utilizados en los receptores de TV domésticos. Una ventaja de utilizar un sistema de control remoto con juegos incorporados es que las unidades de juego pueden ser combinadas con la unidad que controla otras funciones de TV, tales como la selección de canales, control de brillo y de volumen.

Memoria de programa

La memoria de programa contiene el programa del juego. A través del microprocesador, ésta controla todos los objetos, movimientos y acciones que requiere un determinado juego. Contiene las reglas de juego y controla la composición de la imagen en la pantalla, el sonido y el interface entrada/salida. La complejidad del programa, y por tanto el tamaño de la memoria de programa, está determinada por el tipo de juego.

Debido a que un determinado juego está totalmente definido por el software, la forma física de la memoria es un factor importante. Por ejemplo, si la memoria de programa está constituida por memorias ROM, un programa contenido en un conjunto distinto de memorias ROM debe ser sustituido siempre que se desee un nuevo juego en el sistema; una manera de lograr esto es utilizando cartuchos de memorias ROM.

Otra forma de implementar la memoria de programa es utilizando una memoria RAM. En este caso, se necesita un método para almacenar un nuevo juego en la memoria RAM. Un método es utilizar un grabador de cassette para transferir el programa en la memoria RAM a partir de cintas magnéticas de cassette.

Temporización y generación de sincronismo

La lógica de temporización y de generación de sincronismo controla el interface del televisor, el sistema del microcomputador y el hardware de los juegos. Para el interface del televisor se suministran señales normalizadas tales como las de sincronismo compuesto, borrado compuesto, indicación de salva y las de conmutación PAL. También se generan otras señales, tales como las de puesta a cero vertical y horizontal para sincronizar el hardware de los juegos con el receptor de TV, y los impulsos de reloj para el hardware de los juegos y para el microprocesador.

SISTEMA ORIENTADO A USO INTENSIVO DE RAM

En un juego de vídeo controlado por microprocesador con orientación a RAM, la pantalla del televisor está dividida en una gran matriz de puntos, cada uno de los cuales tiene una posición en una memoria de refresco RAM.

Principio

Existe una correspondencia biunívoca entre los puntos de la matriz y los contenidos en la memoria RAM. En el ejemplo que se muestra en la figura 2, cada bit de la memoria representa un punto en la pantalla y se pueden formar objetos asignando los bits de memoria adecuados al "1" lógico. Sin embargo, esta organización sólo permite generar imágenes en blanco y negro. En la

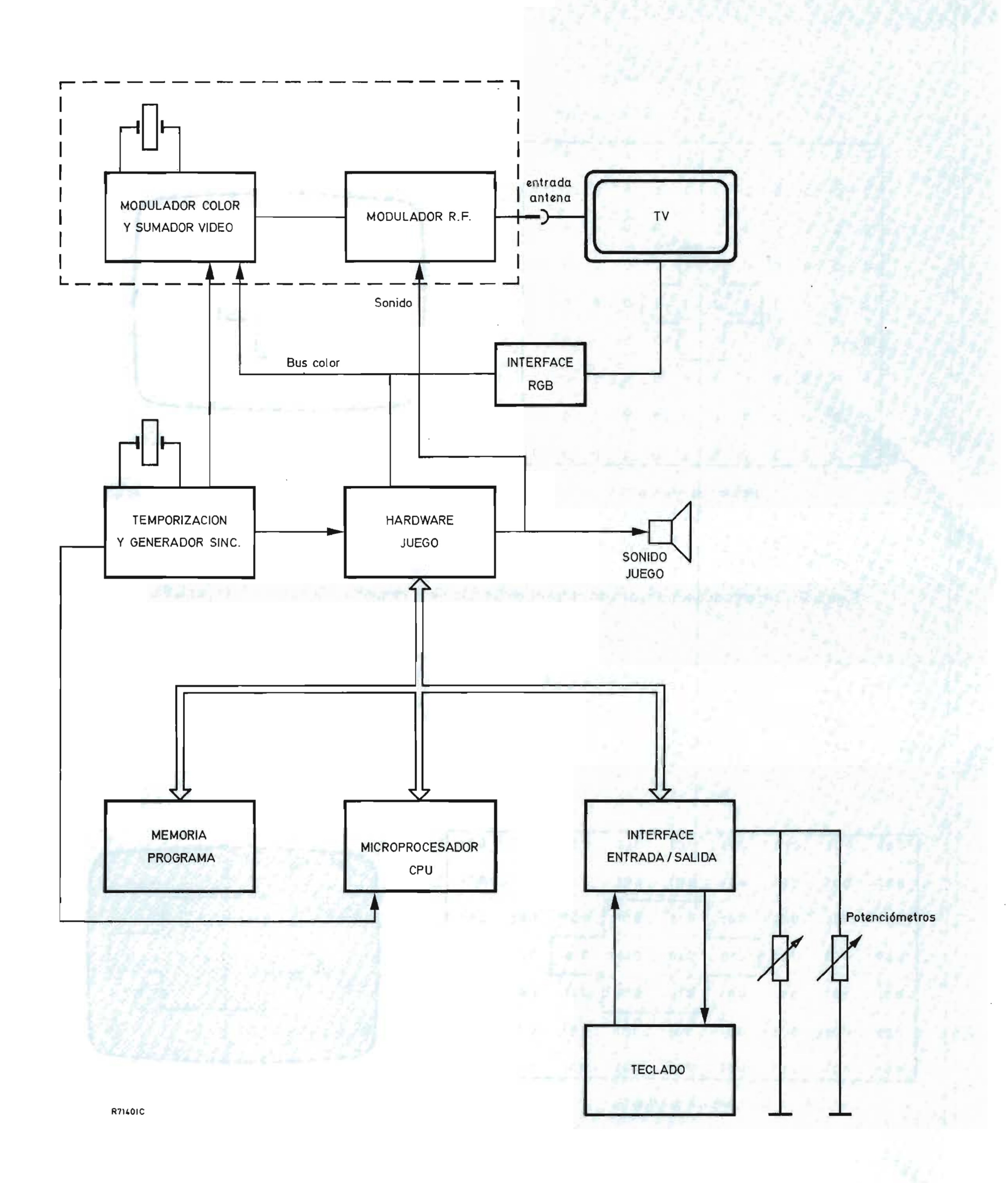


Figura 1. Diagrama de bloques general de un sistema de juegos de vídeo controlado por microprocesador.

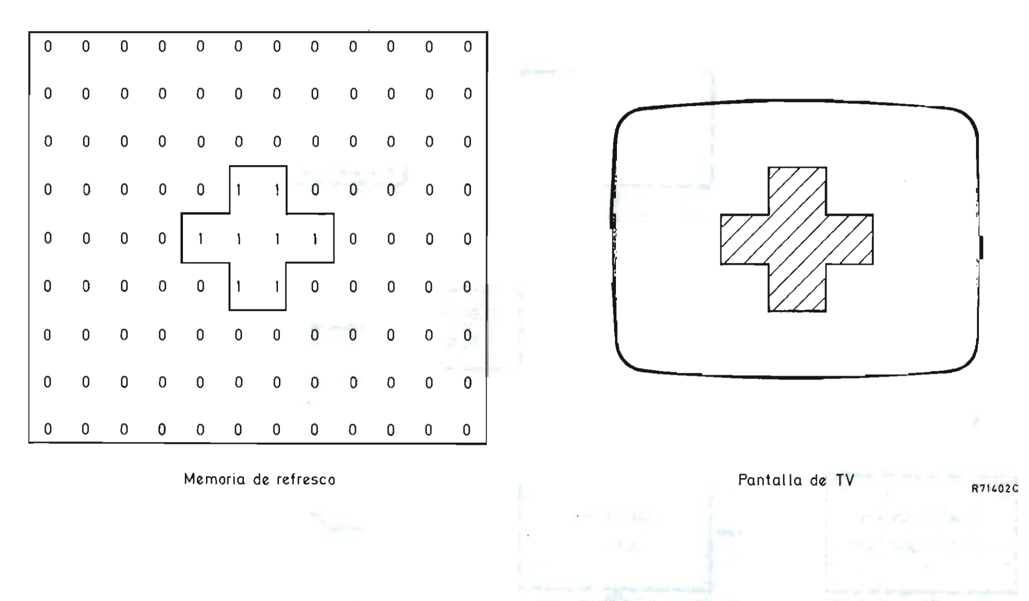


Figura 2. Correspondencia biunívoca entre el contenido de la memoria y la imagen de la pantalla.

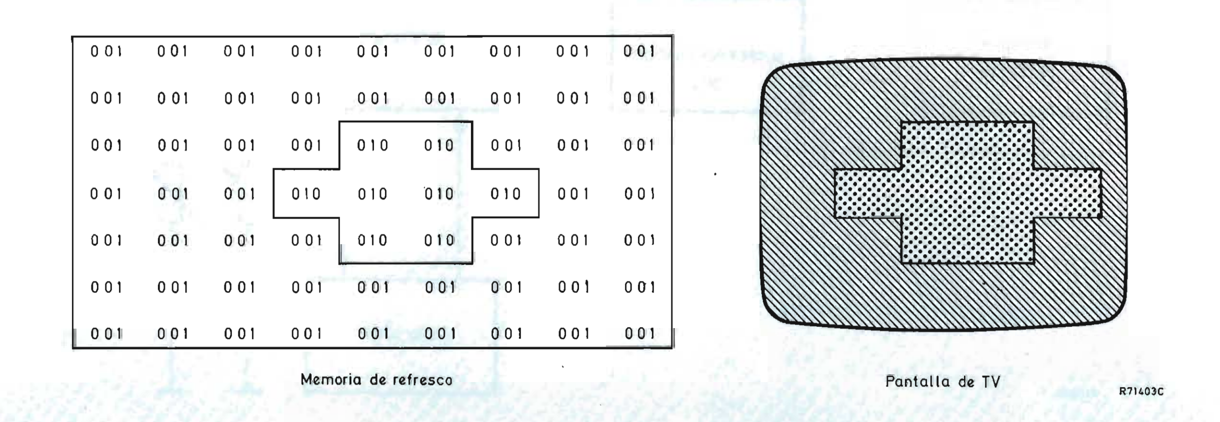


Figura 3. Organización de la memoria para dar la información color/luminancia.

práctica, es más atractivo generar cierto número de niveles de luminancia o, en un receptor de color, cierto número de colores. Esto requiere un gran número de bits por punto que están reservados en la memoria. Por ejemplo, en la figura 3, la memoria está organizada como tres bits por punto, dando ocho colores (u ocho niveles de luminancia).

La figura 4 muestra un sistema típico de juegos que utiliza la forma de orientación a RAM. Se puede ver que la memoria RAM de refresco actúa como memoria de acoplo entre el microcomputador y la lógica de interface del televisor, puesto que la memoria se puede acceder por ambos. Desde uno de los lados, el microcomputador suministra datos a la memoria RAM para componer una determinada imagen; esta composición depende del programa del juego específico, de las reglas del juego y del estado de las unidades externas, así como de los conmutadores. Desde el otro lado, se está leyendo contínuamente el contenido de la memoria en sincronismo con las señales de temporización del televisor; este proceso de lectura está controlado por la lógica de acceso directo a la memoria (DMA) (Direct Memory Access).

Así, todas las acciones tales como la aparición de objetos, su movimiento y rotación, así como la indicación del resultado y los cambios en el fondo, deben realizarse cambiando el modelo de bit a posiciones apropiadas en la memoria RAM de refresco. Esto impone una pesada carga para el microprocesador, especialmente en el movimiento del objeto, puesto que éste se efectúa volviendo a situar un gran número de puntos en cada cuadro (véase la figura 5).

Tamaño e implementación de la memoria de refresco

El tamaño total de la memoria de refresco depende del número de niveles de color y/o de luminancia a emplear y de la resolución de la imagen requerida. En un sistema típico de juegos que utiliza la aproximación orientada a RAM, se puede emplear una matriz de 128 puntos horizontales por 96 puntos verticales, con cuatro colores (dos bits) por punto. Entonces, la memoria total necesaria debería ser de $128 \times 96 \times 2$ bits ó 24576 bits. Para simplificar el interface del microprocesador, la memoria RAM de refresco estará organizada en palabras de ocho bits (bytes). Esto significa que en este ejemplo necesitaría una memoria de 24576/8 ó 3072 bytes. La mejor forma de implementar una memoria de este tipo es utilizando ocho memorias RAM dinámicas de elevada densidad, 4096 bits cada una, dando un total de 4096 bytes. Los 1024 bytes restantes se pueden emplear como memoria para cálculos intermedios.

Actualmente, la memoria RAM de 4096 bits es el componente de memoria disponible más barato y puede ser empleada perfectamente para esta aplicación puesto que el refresco de los datos se realiza automáticamente por lectura continua de los datos mediante la unidad DMA.

Temporización de la lógica DMA y organización de la memoria

Tanto en el sistema PAL como en el NTSC, cada línea de exploración horizontal tiene una duración aproximada de 64 μs. De ellos, la parte visible toma unos 52 μs, y por tanto cada punto de la matriz emplea 52/128, ó 400 ns. Esto requiere una frecuencia de desplazamiento de vídeo de 2,5 MHz.

Verticalmente, hay 96 puntos en la matriz con tres líneas por punto. Esto significa que son controladas $96 \times 3 = 288$ líneas que corresponde a la parte visible de la imagen en el sistema PAL y es más que suficiente para el sistema NTSC. El formato de la pantalla en función de la memoria RAM de refresco puede ser elaborado de la siguiente forma.

Se divide la pantalla en 32 columnas verticales, cada una de las cuales emplea 96 bytes de memoria (figura 6). Cada byte representa cuatro puntos horizontales, con dos bits por punto para la información de color. La memoria RAM de refresco está dirigida alternativamente por el bus de direcciones del microprocesador y por los contadores de dirección de la lógica DMA; en la figura 7 se muestra el formato de dirección. Todas las señales necesarias para controlar la lógica DMA, el registro de desplazamiento de vídeo y el microprocesador se obtienen a partir de los circuitos de temporización y de control.

Una señal de temporización importante es la señal de interrupción de imagen que sincroniza el microprocesador con la imagen de TV cada 20 ms (16,67 ms para el sistema NTSC). Dentro de este intervalo de tiempo de 20 ms deberán efectuarse todas las funciones del programa, tales como movimiento del objeto, rotación, etc., lectura de los estados de las unidades controladas por los jugadores, así como la conversión analógico-digital. Si estas funciones no pueden ser completadas durante este intervalo de tiempo, los cambios en las posiciones del objeto solo podrán lograrse en cada imagen alternada o incluso cada tres imágenes, lo que hará que el movimiento de tales objetos no sea continuo, apreciándose su efecto en la pantalla.

Comentarios sobre el sistema orientado a uso intensivo de RAM

Este sistema da una gran flexibilidad, puesto que toda la pantalla puede ser controlada y accedida a través de puntos individuales. Esto es una ventaja, especialmente en juegos estáticos con fondos detallados, por ejemplo para juegos de tablero tales como ajedrez (véase la figu-

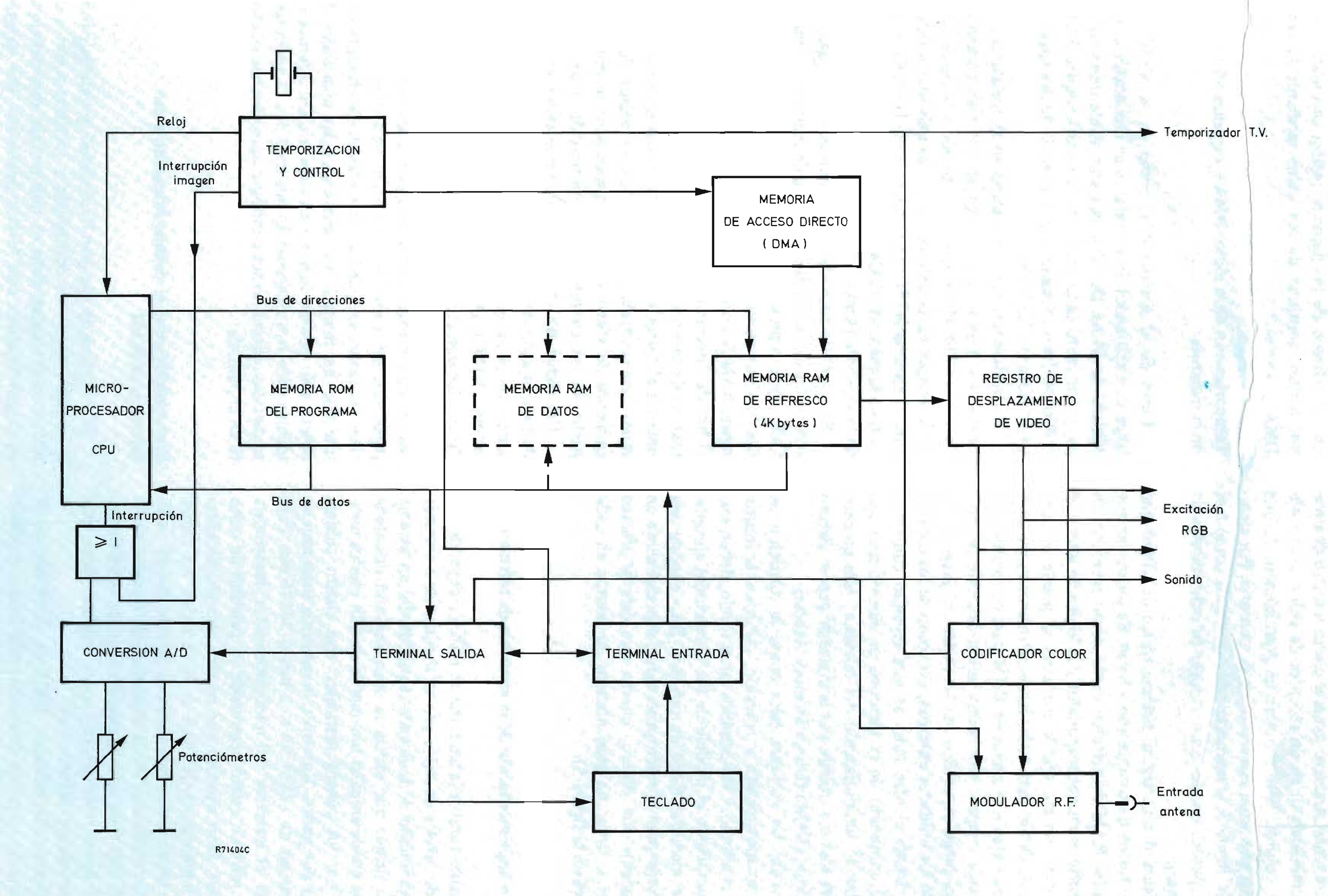


Figura 4. Diagrama de bloques de un sistema de juegos de vídeo orientado a RAM.

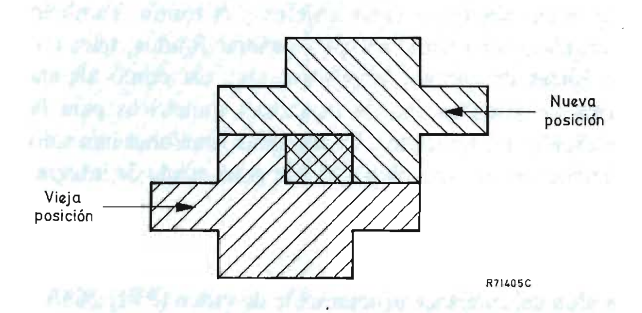


Figura 5. Movimiento del objeto variando la posición de los puntos.

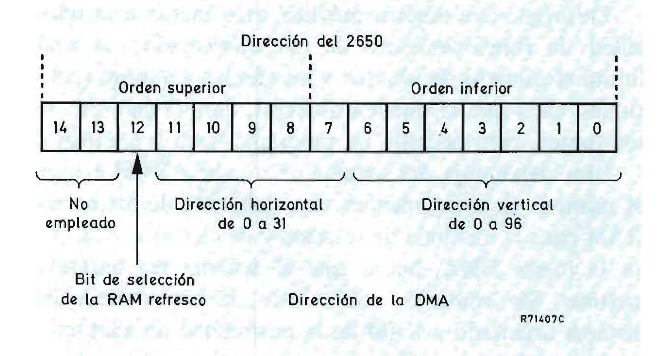


Figura 7. Formato de direcciones.

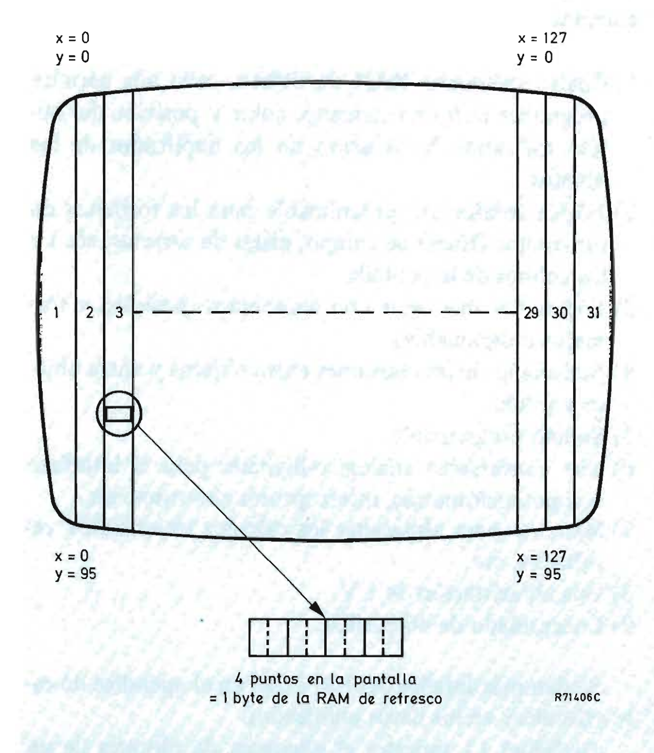


Figura 6. Pantalla en función de la memoria RAM de refresco.

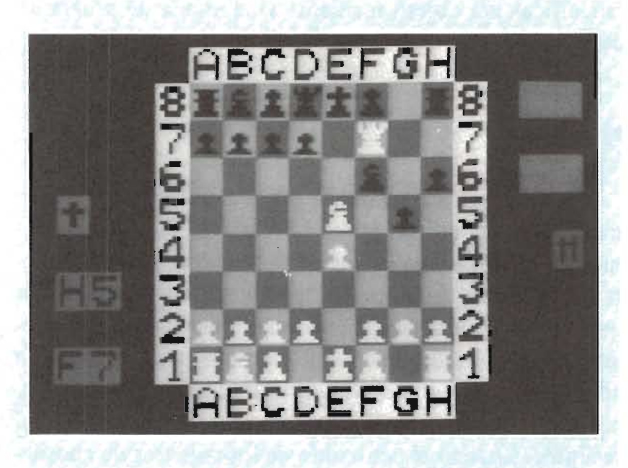


Figura 8. Visualización de un tablero de ajedrez generado por un sistema de juegos de vídeo orientado a RAM.

ra 8). Sin embargo, todas las operaciones efectuadas sobre los objetos deben realizarse punto a punto, lo que requiere programas relativamente complejos, aunque se puede reducir este problema con rutinas normalizadas de software para las operaciones que se repiten frecuentemente.

En juegos con objetos móviles, otro factor es la velocidad de funcionamiento de microprocesador, la cual limita el número de objetos y los efectos del juego (colisiones, etc.) que se pueden observar. Para la mayoría de los juegos, esto necesita un programa largo y complejo.

Otra desventaja del sistema orientado a RAM es que el número de componentes, especialmente de memorias RAM para la memoria de refresco y de circuitos TTL para la lógica DMA, hacen que el sistema sea bastante costoso. Sin embargo, contra esto, la importancia del sistema orientado a RAM da la posibilidad de adaptarlo a otras aplicaciones digitales de TV, tales como computadores domésticos, terminales de datos domésticos, teletext y viewdata.

SISTEMA ORIENTADO A OBJETO

Un sistema de juegos de vídeo orientado a objeto emplea un hardware específico, en el cual pequeños bloques de memorias RAM almacenan las descripciones específicas del objeto mediante la memoria de programa del juego.

Principio

Cada bloque de memoria RAM en realidad está formado por dos partes: la mayor parte almacena la información sobre el objeto, por ejemplo forma y color, mientras que la menor consta de dos registros de coordenadas que determinan la situación horizontal y vertical del objeto en la pantalla. Los contenidos de estos registros se comparan con un contador principal horizontal y vertical bajo el control de los circuitos de temporización del receptor. Cuando el contenido de los registros de coordenadas y del contador se corresponden, los datos del objeto salen de la memoria RAM en forma de información de vídeo en serie (figura 9).

Los datos de forma y tamaño en la memoria RAM determinan las dimensiones del objeto tal como aparece en la pantalla. Sin embargo, en algunos juegos puede desearse que aumente el tamaño de ciertos objetos. Esto se consigue por medio de la lógica que "multiplica" las dimensiones de cada punto del objeto; el factor por el cual el objeto queda aumentado es llamado factor de multiplicación.

Los objetos también pueden ser duplicados en la misma imagen de TV en la cual es visualizado el original. Esto se consigue empleando registros duplicados horizontal y vertical y permite la generación de varios objetos a partir de un solo bloque de memorias RAM. En la figura 10 se muestra la organización de una memoria RAM de objeto.

Para simplificar el programa del juego, se emplea un hardware especial para detectar solapamientos (colisiones) entre objetos y entre objetos y el fondo. También se requiere otro hardware para generar fondos, tales como líneas de campo, laberintos, etc., así como alguna forma de visualización de caracteres numéricos para la indicación del marcador. Todas estas funciones han sido incluidas en un solo chip LSI (de gran escala de integración).

Empleo del interface programable de vídeo (PVI) 2636 en los juegos de vídeo orientados a objeto

El interface programable de vídeo (PVI) 2636 es un circuito periférico para ser empleado en los juegos de vídeo controlados por microprocesador orientados a objeto; proporciona en un solo chip la mayoría de los circuitos requeridos para los juegos de vídeo más comunes. Las características más importantes del PVI son las siguientes.

1) Cuatro memorias RAM de objeto, cada una permite programar la forma, tamaño, color y posición del objeto así como la posición de los duplicados de los objetos.
2) Lógica totalmente programable para los formatos de los fondos (líneas de campo, pistas de carreras, etc.) y los colores de la pantalla.
3) Lógica del marcador con contenidos, posición y formatos programables.
4) Indicación de las colisiones entre objetos y entre objeto y fondo.
5) Sonido programable.
6) Dos conversores analógico-digitales para el interface con potenciómetros, interruptores giratorios, etc.
7) Memoria para almacenar los cálculos intermedios, resultados, etc.
8) Una alimentación de 5 V.
9) Encapsulado de 40 patillas.

Se dan más detalles del PVI 2636 en el apéndice de este artículo y en los datos publicados.

La figura 11 muestra el diagrama de bloques de un sistema típico de juegos de TV que emplea el PVI 2636. Como se muestra, el PVI hace las funciones de generador de vídeo, interpretando las órdenes del microprocesador y presentando la información de vídeo en serie al codificador de color y al sumador de vídeo.

El microprocesador junto con la memoria de progra-

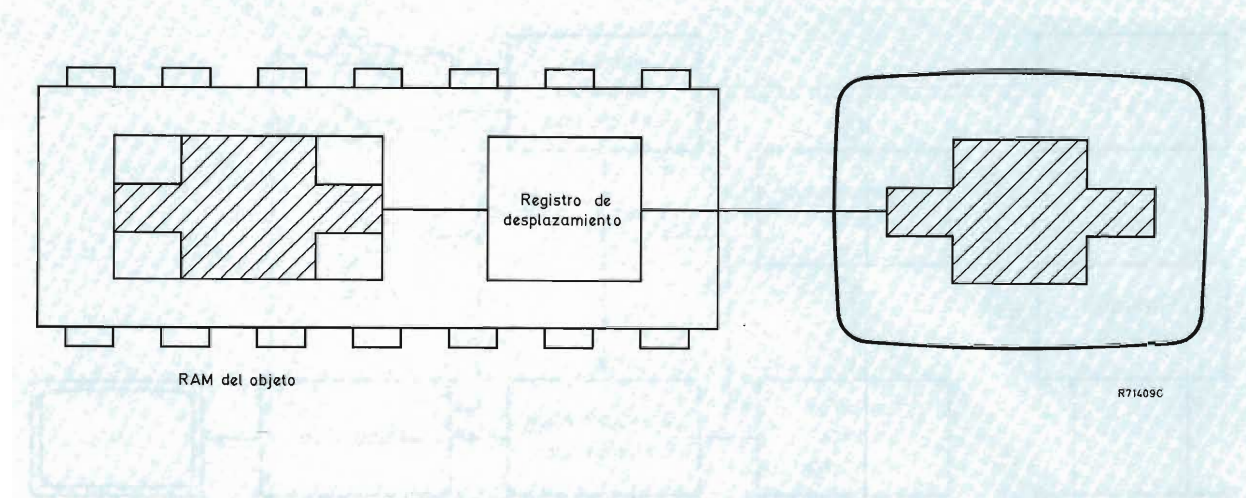


Figura 9. Salida de los datos del vídeo-objeto de la memoria RAM.

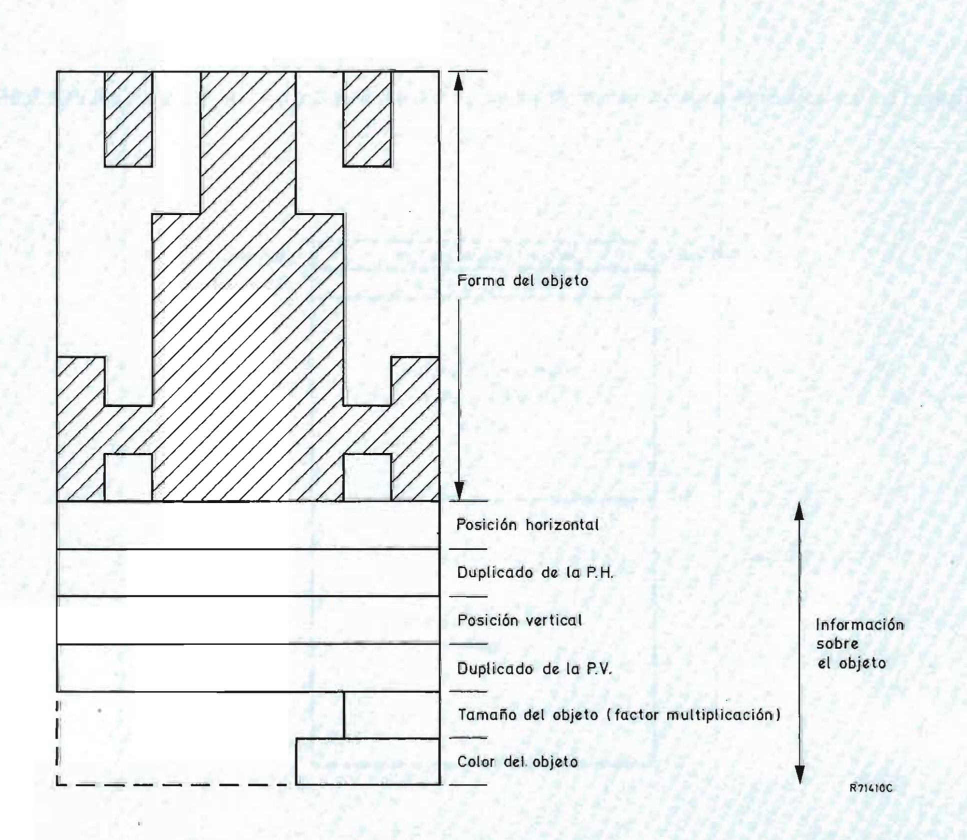


Figura 10. Organización de la memoria RAM de objeto.

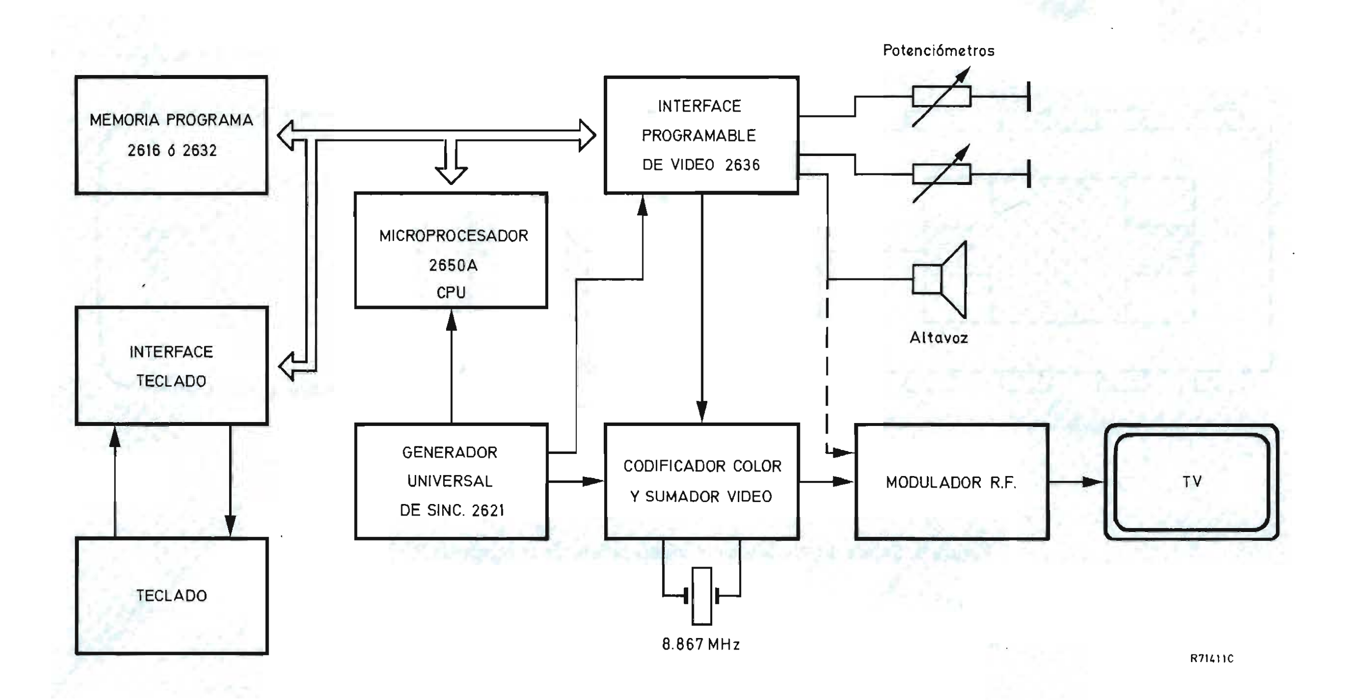


Figura 11. Diagrama de bloques del sistema de juegos de vídeo orientado a objeto que utiliza el PVI 2636.

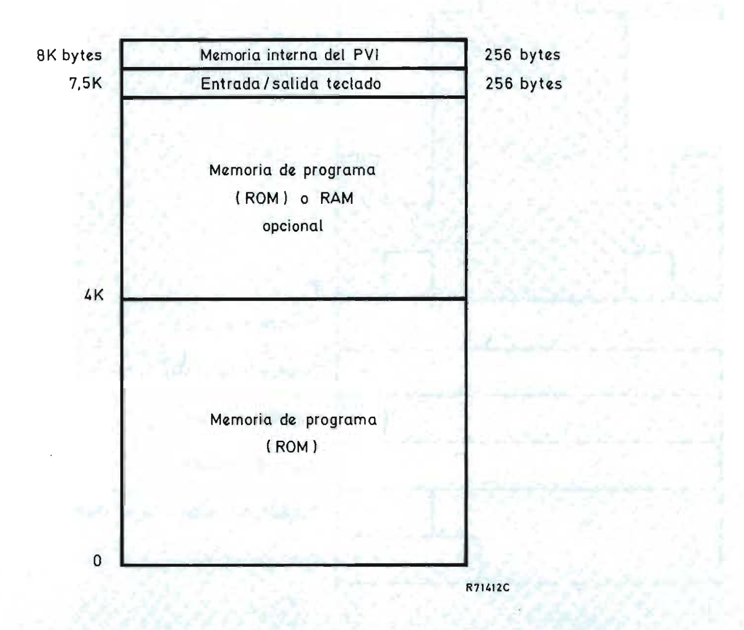


Figura 12. Mapa de la memoria del sistema.

ma y el interface del teclado funcionan como un microcomputador normalizado. Un generador patrón de señales de temporización, generador universal de sincronismos (USG) 2621, proporciona todas las señales de tiempo necesarias para controlar el sistema microcomputador y el circuito codificador de color de TV. (Este generador de temporización está disponible en dos versiones: el 2621 para los sistemas PAL/SECAM y el 2622 para el sistema NTSC.)

El microprocesador "juega" un juego cuando transfiere los modelos de forma-objeto que están en los bloques de memoria RAM del PVI y envía los códigos de posición correspondientes a los registros de coordenadas. Se logra el movimiento de un objeto programando el microprocesador para cambiar los contenidos del par de registros de coordenadas en el bloque adecuado de memorias RAM. Entonces, el movimiento vertical y horizontal se obtiene aumentando o disminuyendo los registros vertical y horizontal respectivamente; por tanto, se dispone de dos grados de libertad para cada objeto.

Comunicación entre el PVI y el microprocesador

Se puede considerar el PVI como un circuito periférico especial para el microprocesador 2650. La comunicación entre el microprocesador y el PVI se lleva a cabo mediante buses de datos y de direcciones. Desde el punto de vista del microprocesador, el PVI forma parte del campo de memoria. El microprocesador escribe datos en el campo de la memoria RAM del PVI, y a su vez el PVI presenta al microprocesador los datos de entrada/salida y la información sobre el estado de las unidades controladas por el jugador, de las colisiones, etc. El microprocesador lee estos datos y toma decisiones de acuerdo con las reglas del juego específico, las cuales están fijadas en la memoria del programa.

La configuración de la memoria del sistema depende de la interconexión del bus de direcciones del microprocesador al PVI y a la memoria del programa. Una memoria típica del sistema puede ser organizada como muestra la figura 12. Todos los bloques de memoria están contenidos en una única página de 8 K-bytes, lo que permite utilizar memorias de programa de hasta 7,5 K-bytes.

Organización de la memoria interna y funcionamiento del PVI

La memoria interna del PVI emplea 256 bytes de espacio de memoria y contiene todas las estructuras de datos para el objeto y para la generación de sonido, así como la lógica entrada/salida y de control y la memoria adicional. La organización de la memoria interna se muestra en la figura 13; a la izquierda de la figura se muestra el mapa de la memoria y a la derecha mapas más detallados de algunas secciones.

Generación de vídeo objetos: Los bloques objeto de la memoria interna del PVI almacenan información sobre la forma del objeto y sobre las posiciones del objeto y las de sus duplicados en la pantalla. La figura 14 muestra la manera de operar de la lógica duplicada.

La situación de un objeto y cualquier movimiento subsiguiente se logra ajustando las coordenadas vertical y horizontal (VC y HC) del objeto a los valores requeridos en las memorias RAM de objeto apropiadas. Estos valores son de 8 bits sin signo y representan el número de líneas de TV que pasan verticalmente y el número de impulsos de reloj que pasan horizontalmente antes de que la imagen desaparezca de la pantalla.

Se puede visualizar uno o más duplicados de un determinado objeto ajustando la coordenada horizontal del duplicado (HCB) al valor requerido, y la coordenada vertical del duplicado (VCB) al número de líneas que pasan menos una después de la última línea primitiva del vídeo-objeto. Obsérvese que el duplicado de un objeto no puede solapar su imagen primitiva.

En la sección entrada/salida y de control del mapa de la memoria interna del PVI (figura 13), los tres primeros bytes controlan el tamaño y color del objeto. El tamaño del objeto está definido mediante un código de 2 bits (00, 01, 10, 11) que permite que las dimensiones de un objeto se multipliquen por un factor que puede tomar uno cualquiera de los siguientes valores: 1, 2, 4 ó 8. La figura 15 muestra cómo estos códigos relacionan las dimensiones del objeto.

La forma del objeto está descrita mediante un conjunto de 10 bytes conocido como SHAPE (véase la figura 16). Para un objeto con código 00 de tamaño, cada byte del conjunto representa la visualización de una línea de TV para ocho ciclos horizontales de reloj; es decir, cada bit representa la visualización de una línea para un ciclo de reloj. Un bit ajustado al valor lógico "1" da lugar a una representación sobre la pantalla (con el color definido por los bytes de código de color), mientras que un bit ajustado al valor lógico "0" no da lugar a ningún tipo de visualización.

La figura 16 muestra un ejemplo de como se relacionan la forma del objeto y el factor de multiplicación.

Generación del fondo: La generación del fondo está basada en cuatro estructuras de datos:

1) Definición de barra vertical (320 bits, 40 bytes).
2) Definición de barra horizontal (40 bits, 5 bytes).
3) Color del fondo y bits de desinhibición.
4) Bits de color de la pantalla.

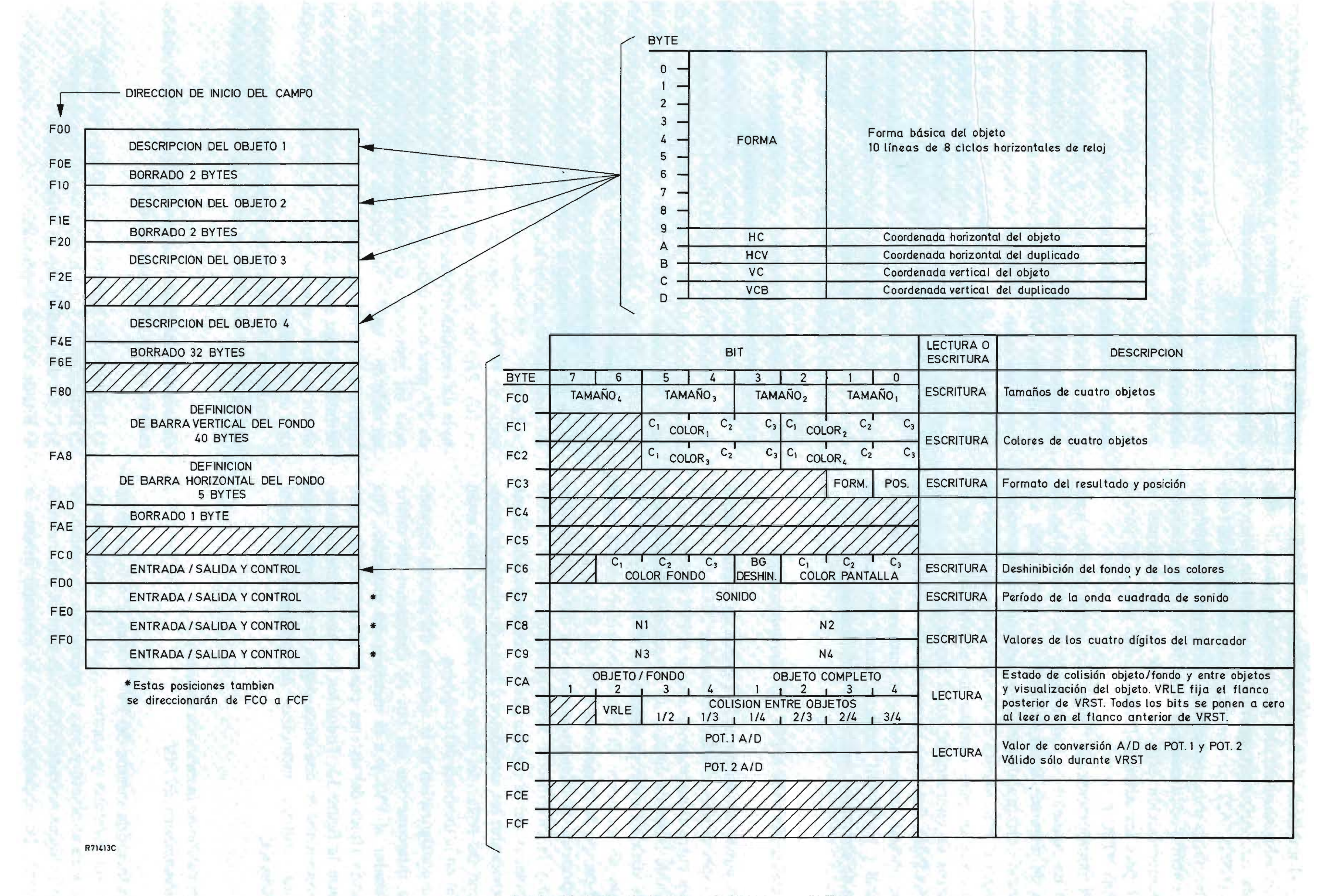


Figura 13. Mapa de la memoria interna del PVI.

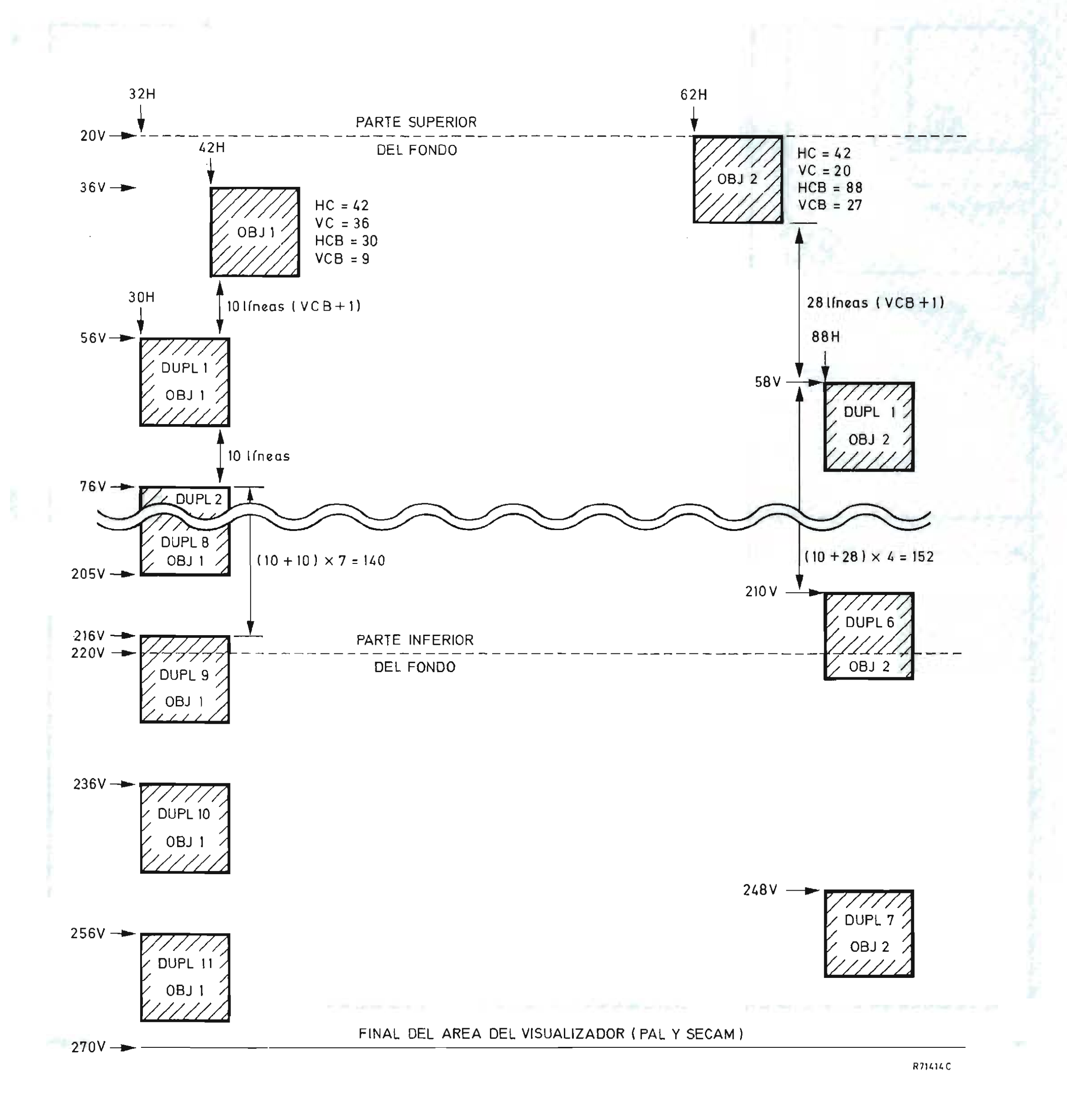


Figura 14. Funcionamiento de la lógica duplicada.

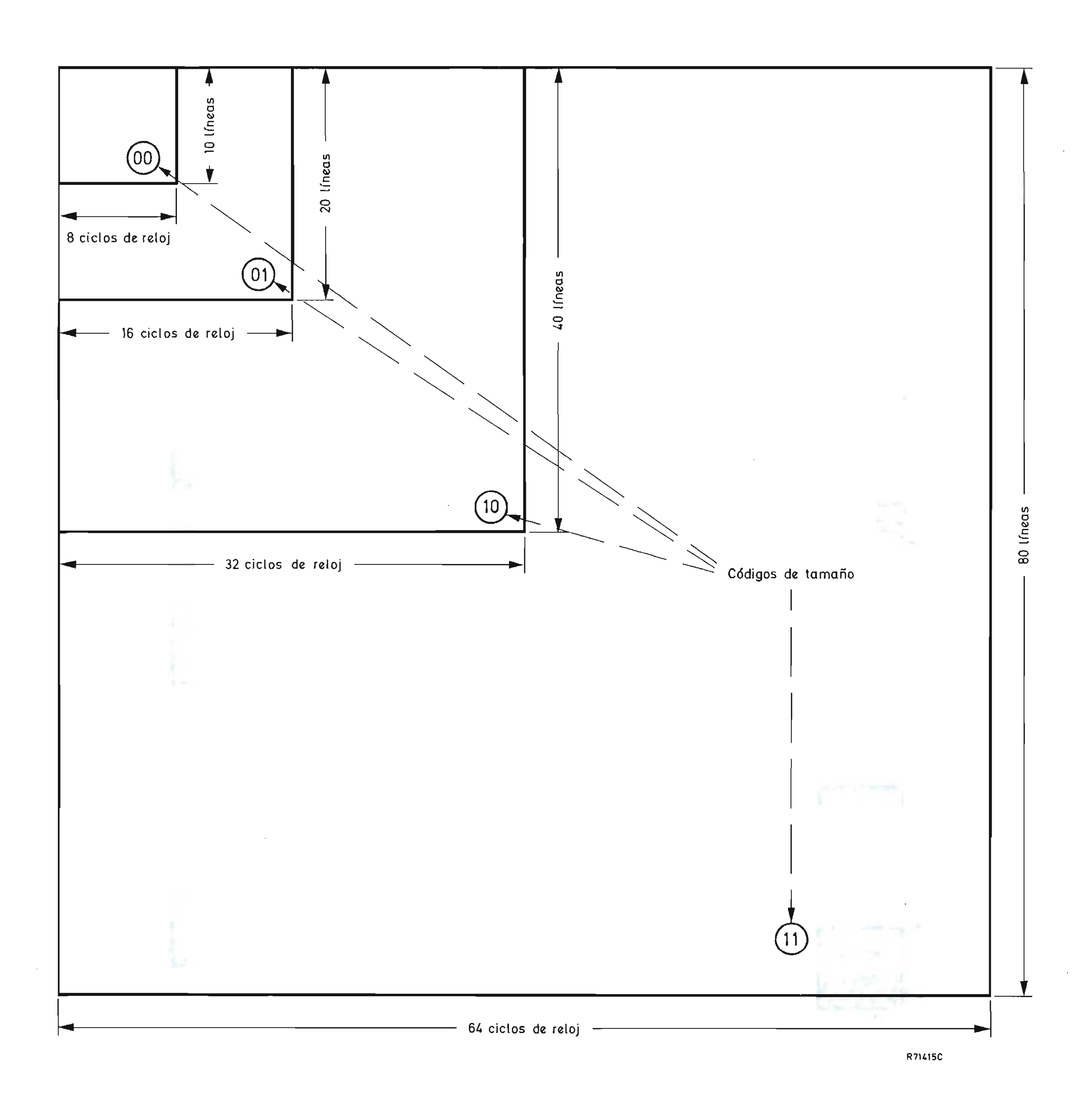


Figura 15. Definición de los códigos de tamaño del objeto.

BYTE \ BIT	7	6	5	4	3	2	1	0
0	0	1	1	0	0	0	0	0
1	1	1	1	1	0	0	0	0
2	1	1	1	1	0	0	0	0
3	1	1	1	1	0	0	0	0
4	1	1	1	1	0	0	0	0
5	0	1	1	0	0	0	0	0
6	0	0	0	0	0	0	0	0
7	0	0	0	0	0	0	0	0
8	0	0	0	0	0	0	0	0
9	0	0	0	0	0	0	0	1

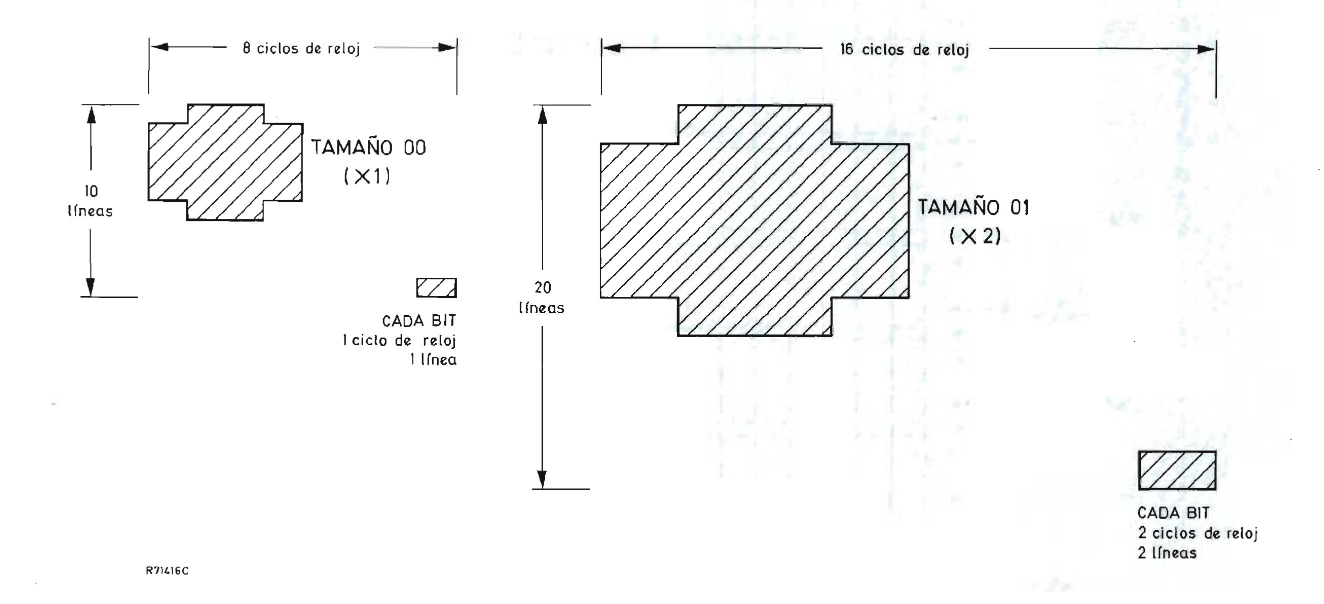


Figura 16. Disposición **SHAPE** y ejemplo de la relación entre el factor de forma y el de multiplicación.

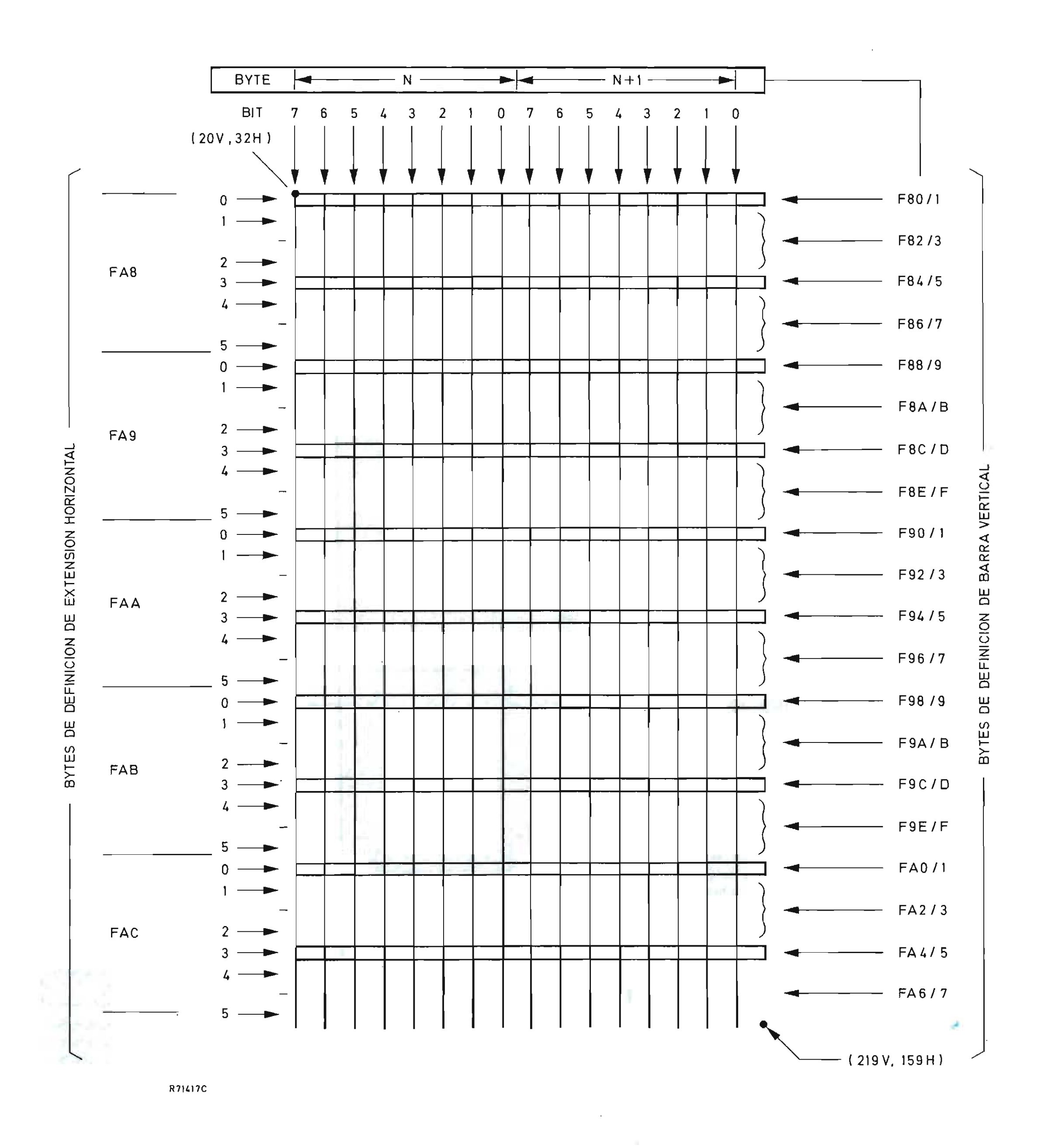


Figura 17. Formación y composición de la imagen del fondo.

En la memoria interna del PVI (figura 13), los bytes de definición de barra vertical y horizontal están agrupados en 45 bytes consecutivos.

En la figura 17 se muestra la disposición física de las barras empleada para la composición del fondo de un juego. Tal como se puede ver, existen 16 líneas verticales, cada una de ellas formada por barras que son alternativamente 2 líneas de TV por ocho ciclos de reloj y 18 líneas por ocho respectivamente. Cada barra tiene una anchura dc un ciclo de reloj y está separada de la siguiente siete ciclos de reloj. Por tanto, se pueden visualizar en total hasta 320 barras distintas. Se puede visualizar una determinada barra, en el color definido por el código de color del fondo, programando un "1" lógico en el bit adecuado de un byte de barra vertical.

Las barras horizontales se obtienen extendiendo horizontalmente las barras verticales a una anchura de 1, 2, 4 ó 8 ciclos de reloj. Cada uno de los cinco bytes de definición de barra horizontal está relacionado con ciertos conjuntos de barras verticales de la siguiente forma:

FA8 relaciona los conjuntos 1 a 4 (F80 a F87)
FA9 relaciona los conjuntos 5 a 8 (F88 a F8F)
FAA relaciona los conjuntos 9 a 12 (F90 a F97)
FAB relaciona los conjuntos 13 a 16 (F98 a F9F)
FAC relaciona los conjuntos 17 a 20 (FA0 a FA7)

Los bits 5 a 0 de cada uno de los cinco bytes se aplican a los conjuntos específicos de barras verticales; por ejemplo, para el primer byte:

Bit 0	Conjunto 1
Bit 1	9 líneas superiores del conjunto 2
Bit 3	9 líneas inferiores del conjunto 2
Bit 3	Conjunto 3
Bit 4	9 líneas superiores del conjunto 4
Bit 5	9 líneas inferiores del conjunto 4

En el siguiente byte se repite esta secuencia para los cuatro conjuntos siguientes de barras verticales y así sucesivamente.

Cuando se programa un bit adecuado asignándole un "1" lógico, una determinada barra se extenderá horizontalmente hasta una anchura de 8 ciclos de reloj. Cuando se le asigne un valor lógico "0", la anchura estará determinada por los bits 7 y 6 del mismo byte de acuerdo con el siguiente código.

Bit 7	Bit 6	Extensión horizontal (ciclos de reloj)
0	0	1
0	1	2
1	0	1
1	1	4

La figura 18 da un ejemplo de programación del fondo. La estructura de barra vertical en la figura 18a se extiende horizontalmente en la figura 18b de acuerdo con el byte FA8 de definición horizontal.

La figura 19 muestra un ejemplo típico de una completa composición del fondo.

El color de la pantalla y del fondo se programan en el byte FC6 de la sección entrada/salida y de control de la memoria interna del PVI (figura 13). El código de color de la pantalla generará un color en aquellos lugares de la pantalla en los que no se produzca fondo, marcador o video-objeto.

El bit de desinhibición del fondo en FC6, generará un código "111" en las salidas de color tanto para la pantalla como para el fondo, cuando se le asigne un valor lógico "0". Esto permite que las salidas de color de otros PVI estén cableadas en "O" en un sistema de varios PVI en el cual sólo un PVI controla los colores del fondo y de la pantalla.

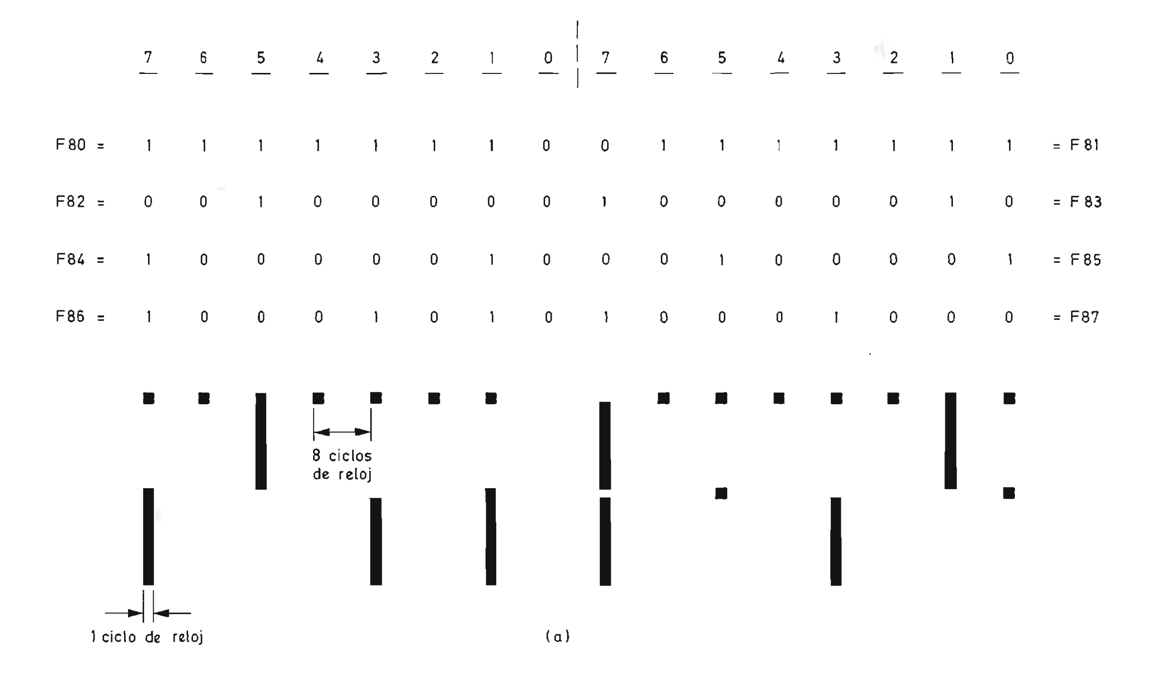
Generación del marcador: Se pueden visualizar cuatro dígitos del marcador o cualquier otro tipo de datos, como dos campos de 2 dígitos o como un sólo campo de 4 dígitos. El formato elegido se fija mediante el bit FORM en el byte FC3 de la sección entrada/salida y de control: "0" lógico para dos campos de 2 dígitos, ó "1" lógico para un campo de 4 dígitos. La posición de la visualización del marcador se puede programar en el bit POS: un "0" lógico visualizará el marcador en las 20 líneas superiores del fondo, y un "1" lógico lo visualizará en las 20 líneas inferiores. La figura 20 muestra los dos formatos del marcador.

Los contenidos del campo del marcador se escriben en los bytes de control FC8 y FC9 de la sección entrada/salida y de control. Los códigos 0 a 9 visualizarán los caracteres 0 a 9, mientras que el código F dará un dígito sin visualizar.

La lógica del color del PVI es tal que en el caso de tener presentación simultánea en la pantalla de objetos, fondo/marcador, y color de la pantalla, se activan las salidas de color en el siguiente orden de prioridades: objetos, fondo/marcador, color de la pantalla. La salida OBJ/SCR, que representa el "0" lógico para todos los datos del marcador y del objeto, puede ser empleada como un bit de código de color adicional para diferenciar entre el fondo y los objetos en términos de color, luminancia y/o saturación de color.

Sistema de interrupción y palabras de estado: Como se muestra en la figura 13, los dos bytes en las direcciones FCA y FCB en la sección de control y de entrada/salida de la memoria del PVI contienen varios bits de estado.

El bit VRLE (Vertical Reset Leading Edge) y los bits OBJET COMPLETE se activan simultáneamente mediante la generación de una señal de interrupción en el mi-



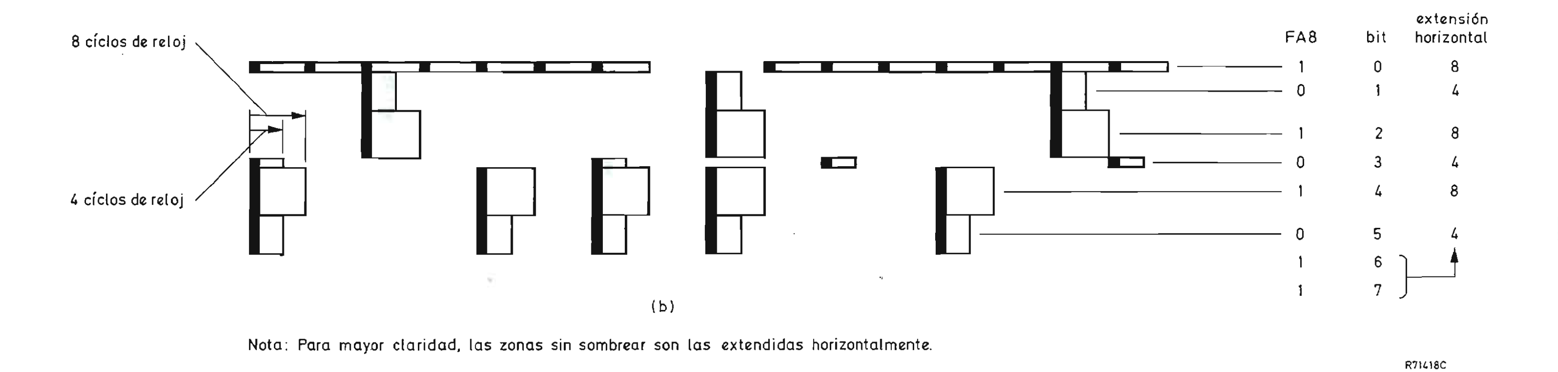


Figura 18. Ejemplo de programación del fondo: (a) definición de barra vertical; (b) extensión de la barra horizontal definida por FA8.

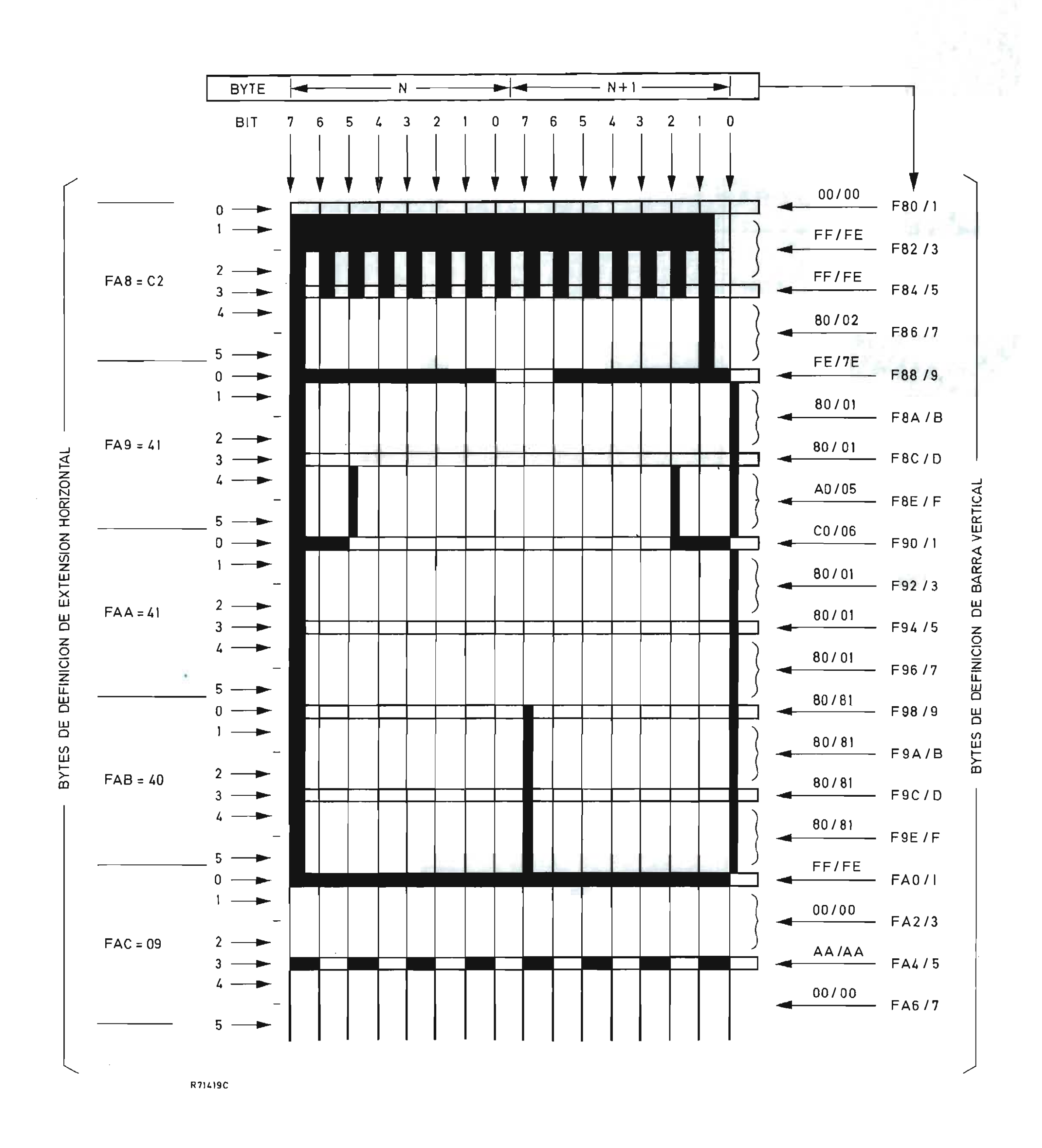
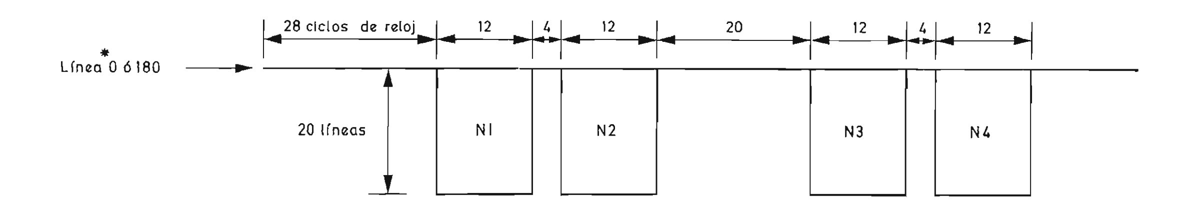


Figura 19. Composición típica del fondo.



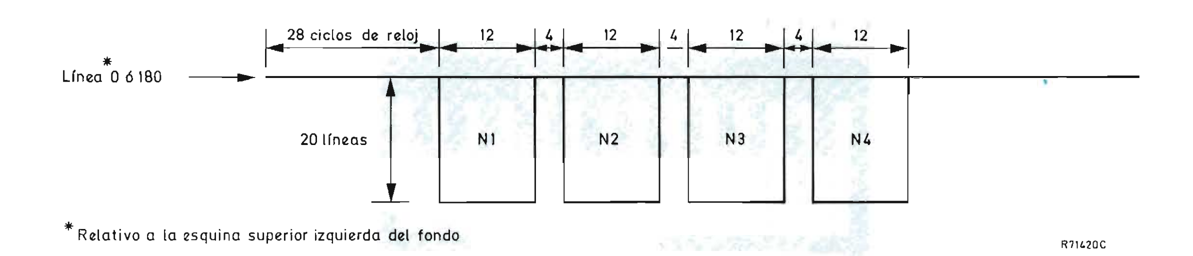


Figura 20. Formatos del marcador: (a) campos separados de 2 dígitos; (b) un campo de 4 dígitos.

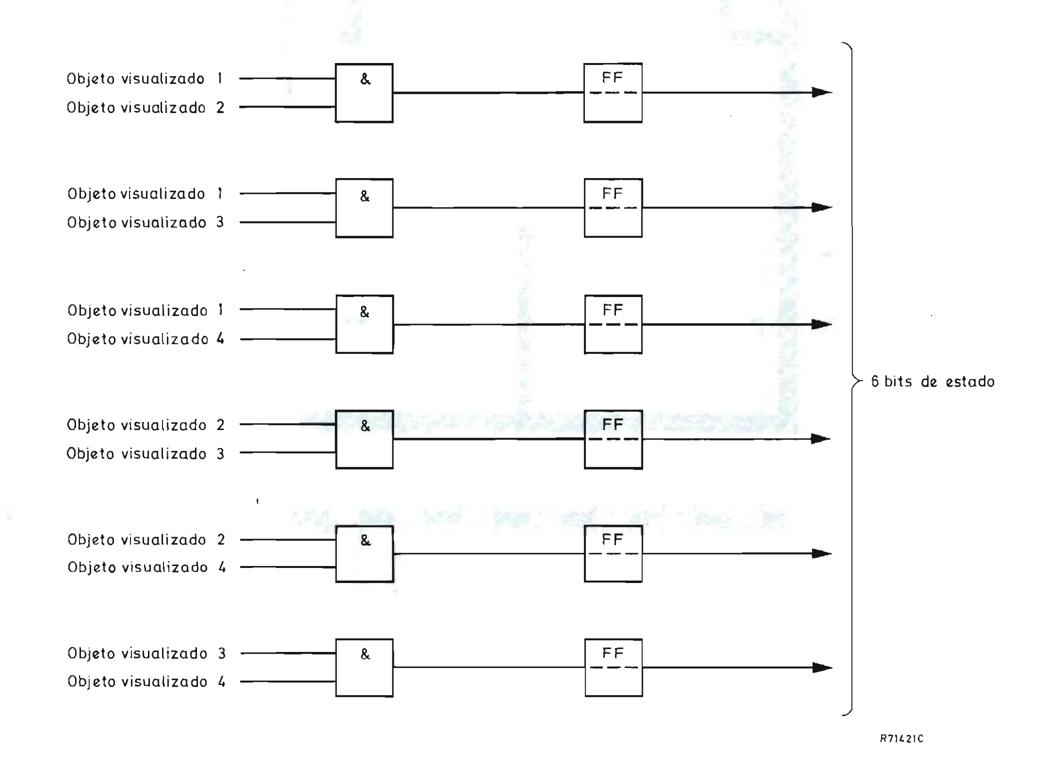
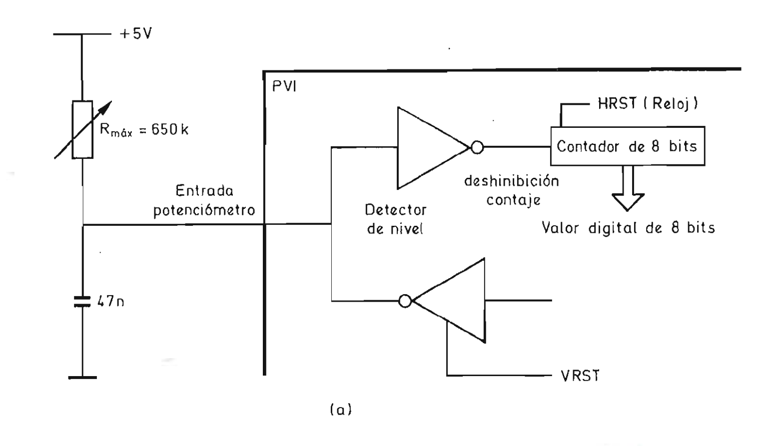


Figura 21. Principio de detección de la colisión.



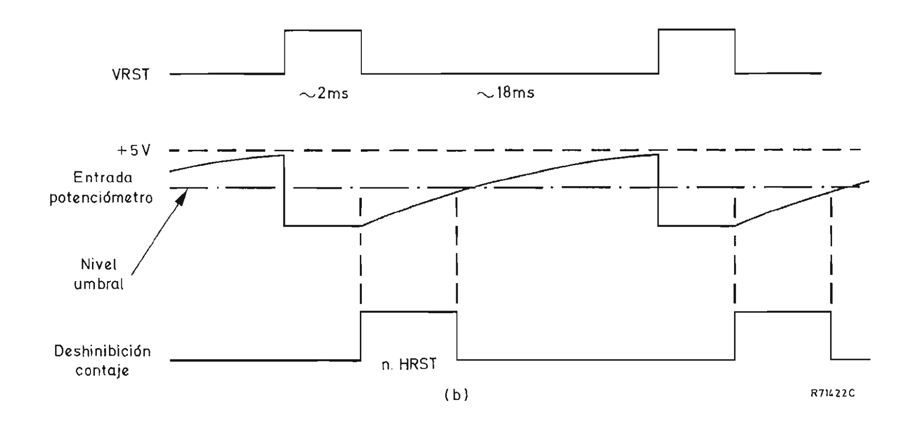


Figura 22. Conversión analógico-digital en el PVI.

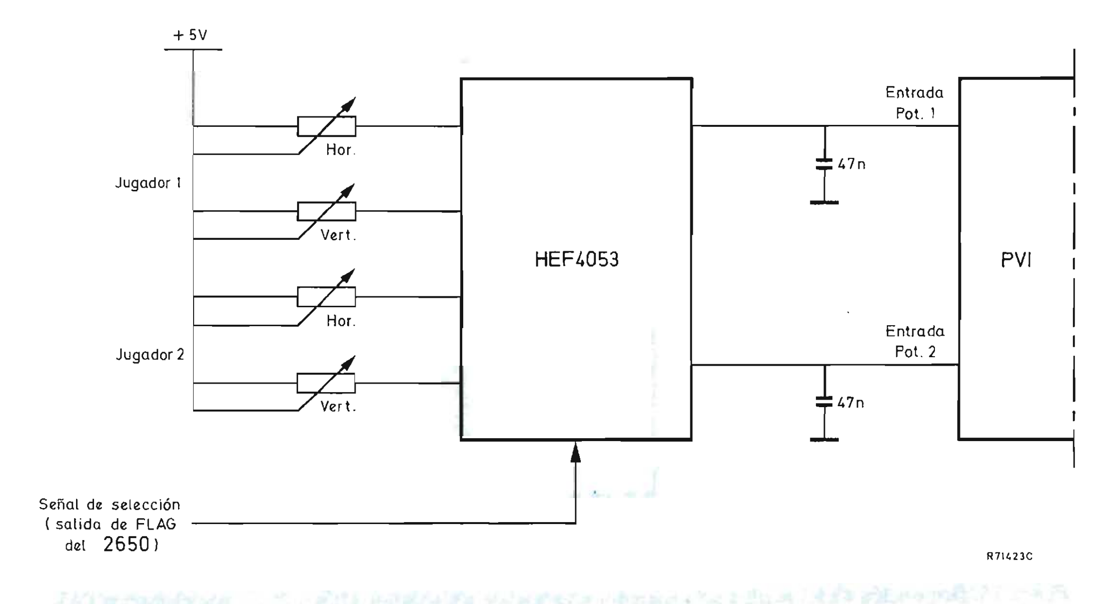


Figura 23. Uso de cuatro potenciómetros con un PVI.

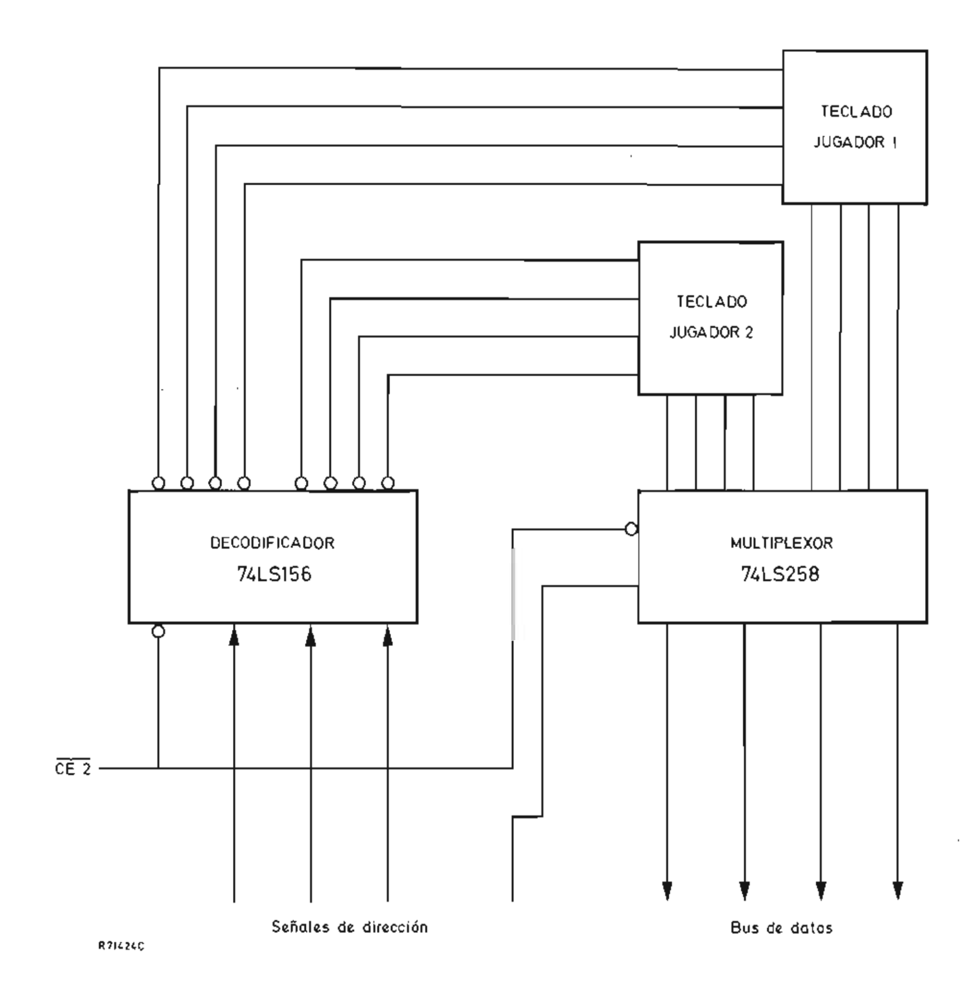


Figura 24. Lógica típica de entrada/salida de una matriz de interruptores.

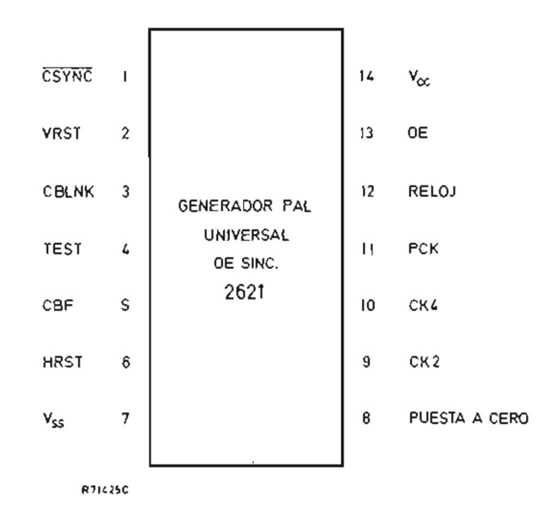


Figura 25. Disposición de las patillas del generador universal de sincronismo (USG) 2621 para el sistema PAL.

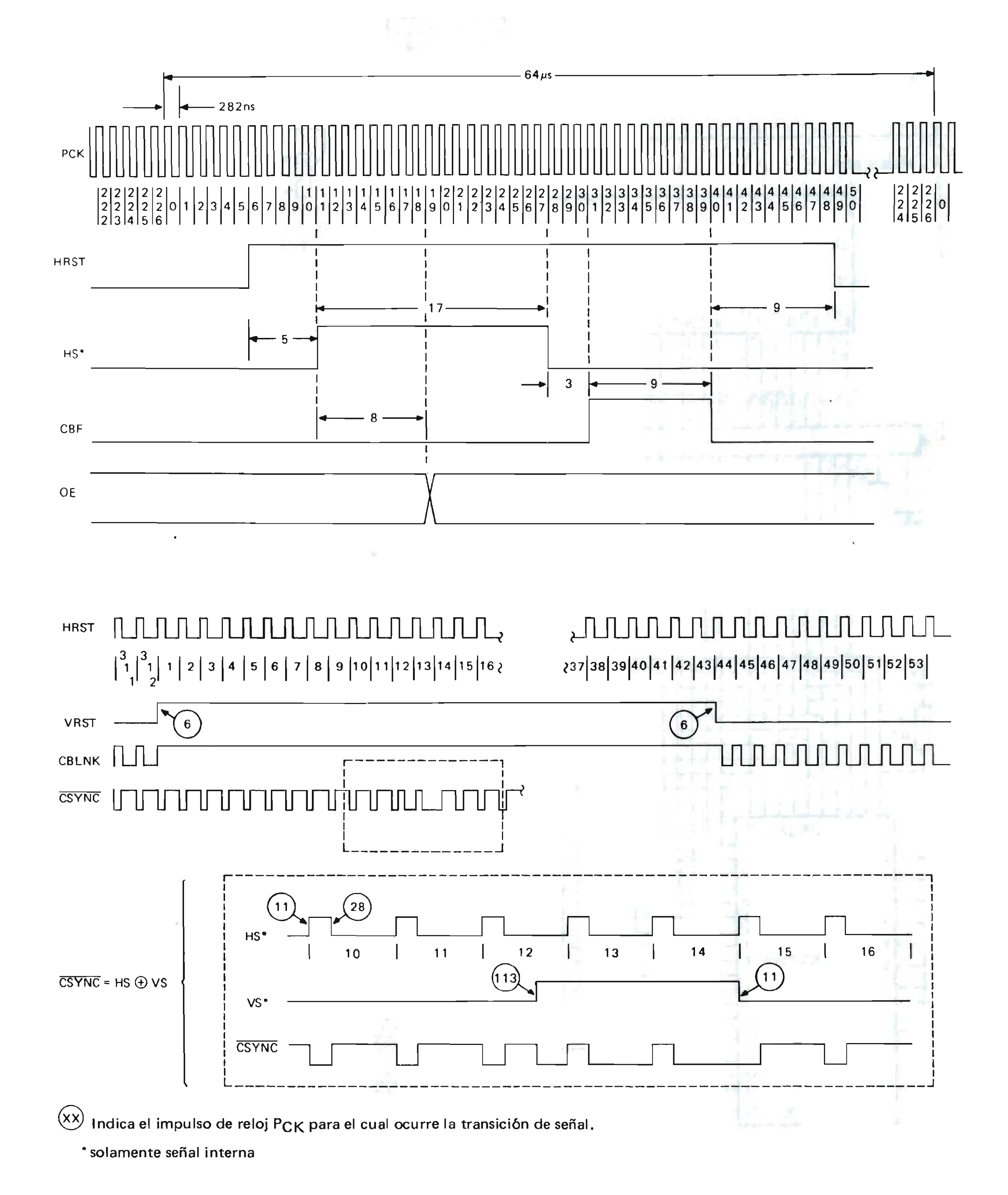
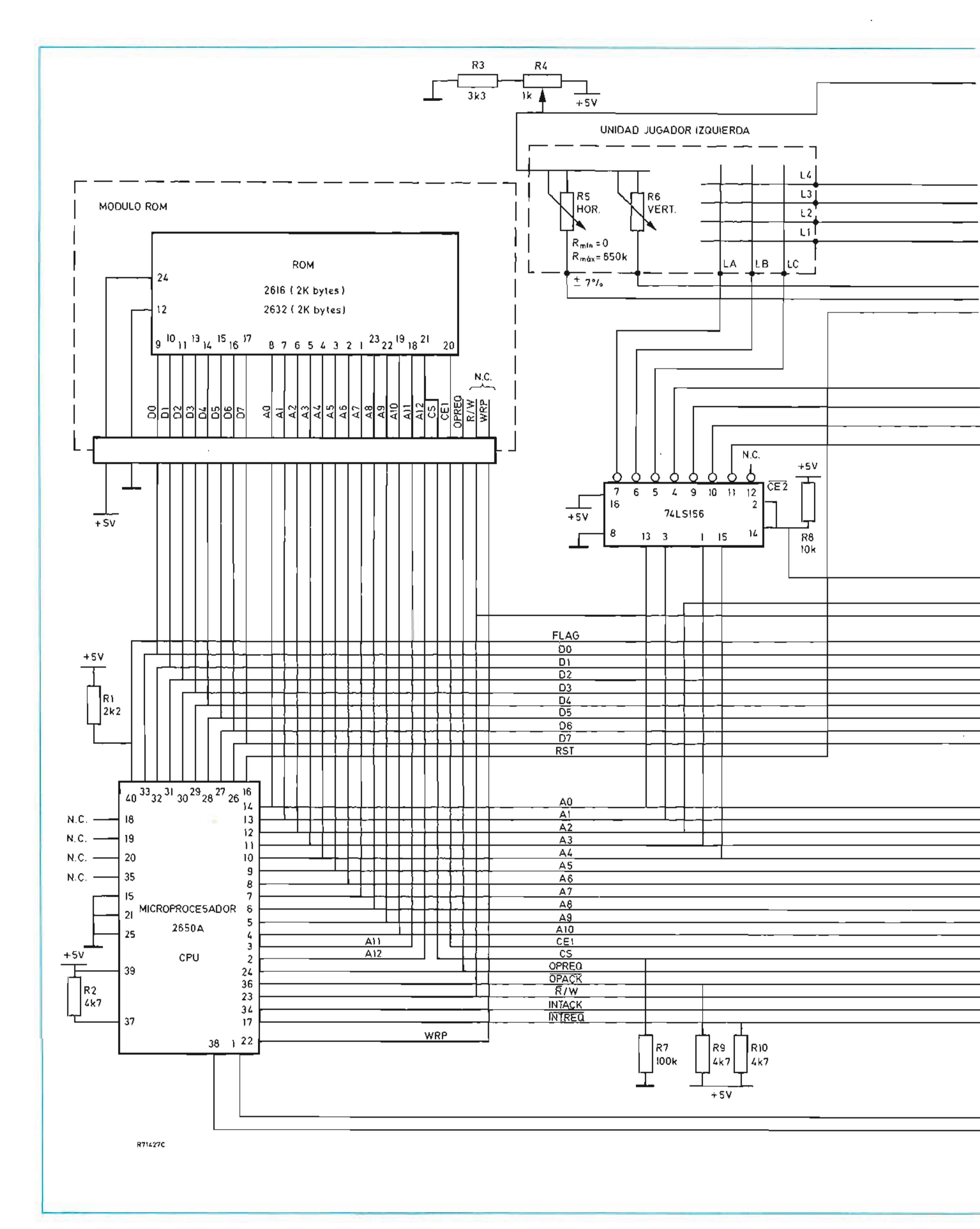


Figura 26. Formas de onda de temporización del USG para el sistema PAL.


R3
3k3
R4
1k
+5V
UNIDAD JUGADOR IZQUIERDA
R5
HOR.
R6
VERT.
Rmin = 0
Rmáx = 650k
± 7%
L4
L3
L2
L1
LA
LB
LC
MODULO ROM
ROM
2616 (2K bytes)
2632 (2K bytes)
N.C.
D0 D1 D2 D3 D4 D5 D6 D7 A0 A1 A2 A3 A4 A5 A6 A7 A8 A9 A10 A11 A12 CS CE1 OPREQ R/W WRP
+5V
N.C.
+5V
74LS156
CE2
R8
10k
FLAG
RST
R1
2k2
A0 A1 A2 A3 A4 A5 A6 A7 A8 A9 A10
A11
A12
CE1
CS
OPREQ
OPACK
R/W
INTACK
INTREQ
WRP
MICROPROCESADOR
2650A
CPU
R2
4k7
R7
100k
R9
4k7
R10
4k7
R71427C

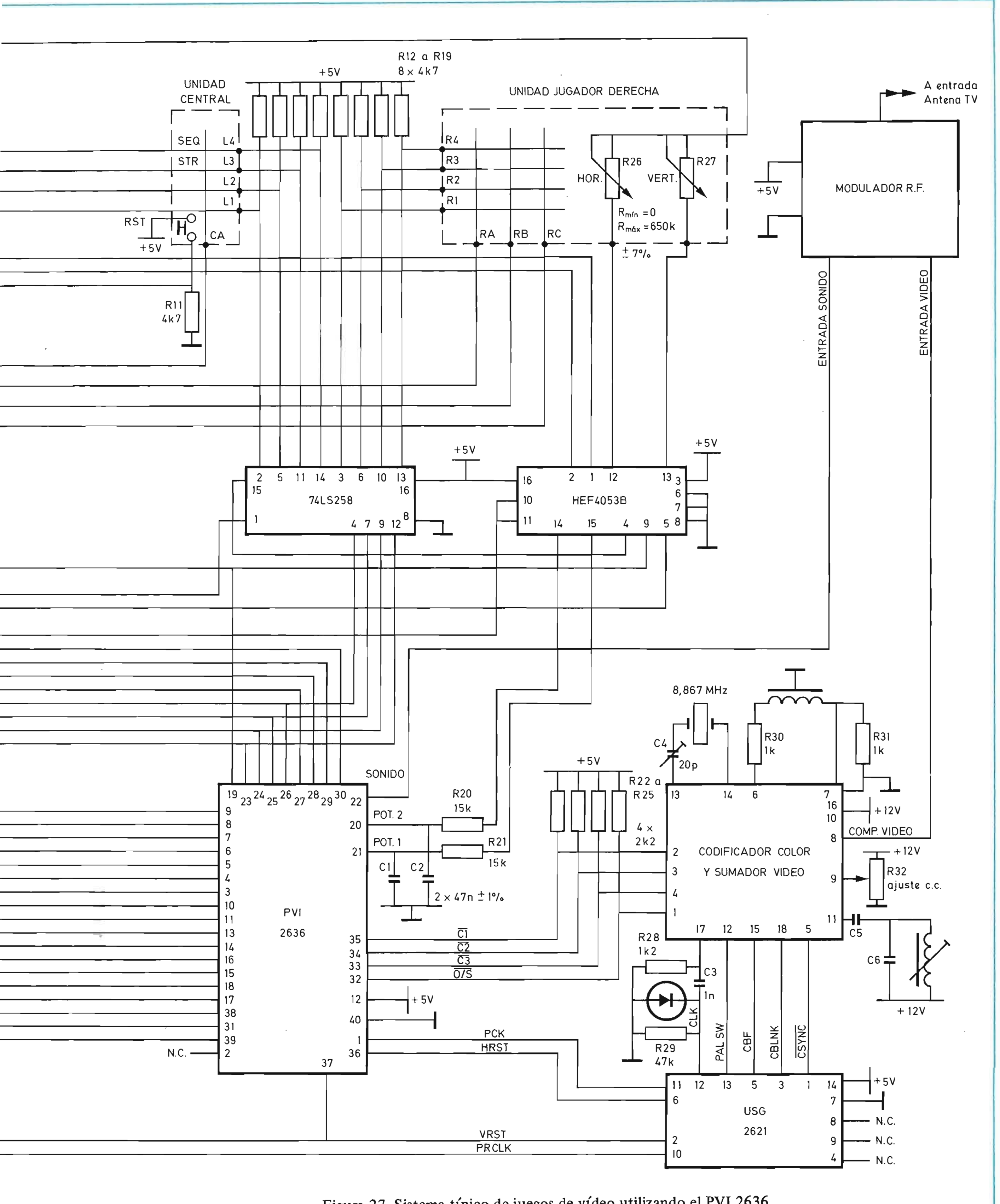
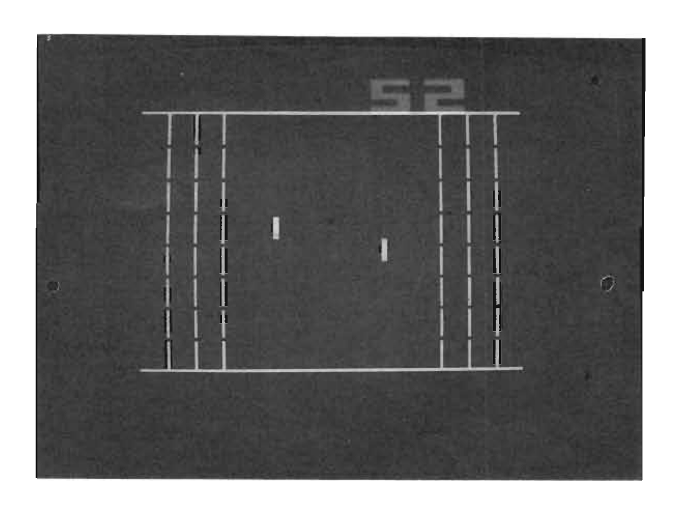


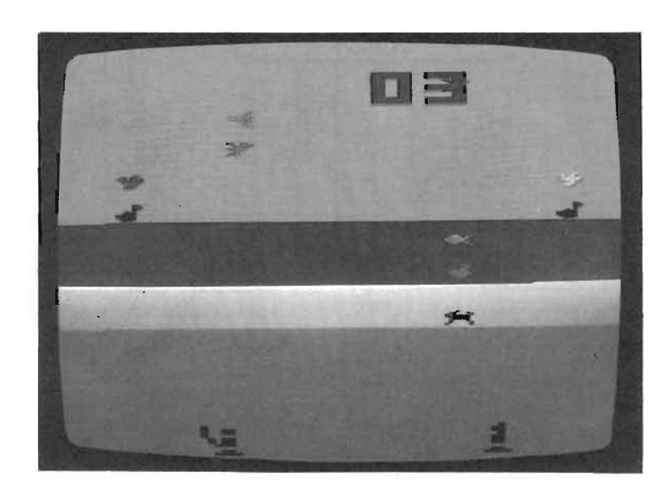
Figura 27. Sistema típico de juegos de vídeo utilizando el PVI 2636.



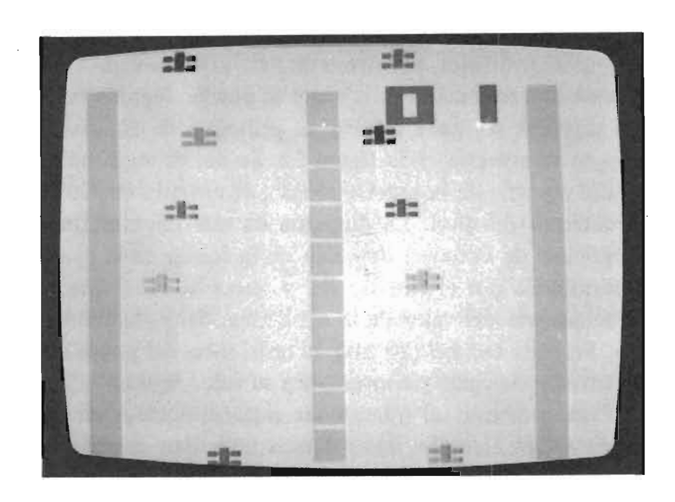
(a) Juego de paletas para dos jugadores.
El ejemplo mostrado es un juego de paletas en el que cada uno de los participantes debe intentar derribar todos los ladrillos del contrario en el lado opuesto de la pantalla. Estos ladrillos (barras verticales a ambos lados de la pantalla) se generan a partir de la lógica de fondo del PVI. Se emplean tres bloques de memorias RAM (de los cuatro disponibles en el PVI) para componer dos paletas y la "pelota". El marcador indica el número de juego así como el resultado.



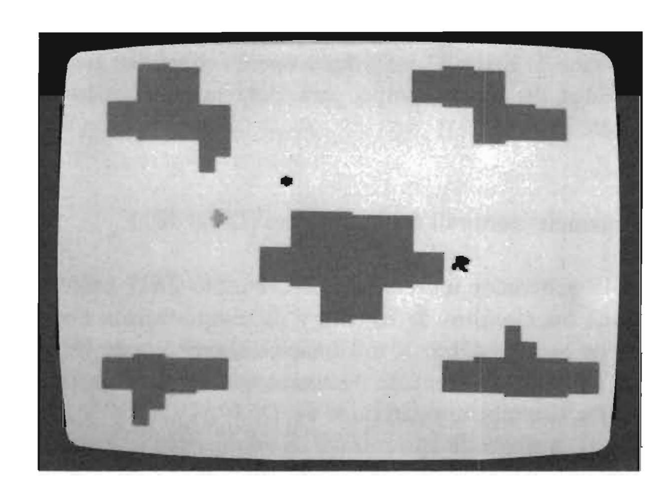
(b) Juego matemático para uno o dos jugadores.
En este ejemplo los problemas matemáticos se generan aleatoriamente para ser resueltos por los jugadores. La complejidad de los problemas y de los operandos utilizados puede ser fijada por los propios jugadores que emplean pulsadores para introducir los datos numéricos. Todos los dígitos, operandos, y caracteres de texto se generan mediante los cuatro bloques de objeto del PVI. Cada bloque genera dos dígitos, uno al lado del otro, de manera que se pueden visualizar hasta ocho caracteres en cada línea horizontal. (Se emplea un factor de multiplicación igual a cuatro para asegurar la calidad de la lectura.) El contenido de cada bloque se duplica cinco veces en la pantalla y el microprocesador actualiza los contenidos de los bloques sincrónicamente con la exploración de la pantalla. Con esta técnica, se pueden visualizar simultáneamente hasta 48 caracteres.
En este tipo de juego, no se emplea la lógica de fondo y por ello se dispone de 45 bytes de memoria intermedia adicional para realizar cálculos. Tampoco se emplea la lógica del marcador, puesto que los resultados obtenidos se generan mediante los bloques de memoria. Los cambios en el color de la pantalla se obtienen programando de forma adecuada el registro de código de color.



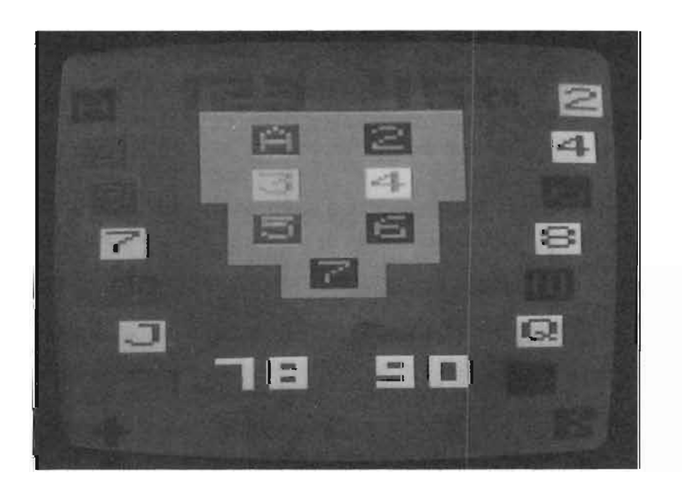
(c) Juego de tiro al blanco.
Todos los objetos que se muestran en este ejemplo se generan utilizando dos bloques objeto; los dos restantes se utilizan para componer dos "balas". Los objetos en la parte superior de la pantalla se mueven horizontalmente. Algunos están programados para cambiar constantemente de forma con el fin de proporcionar animación dando la impresión de que los pájaros vuelan o que los conejos corren. Los colores de la pantalla cambian constantemente para dar idea de cambios en el paisaje.



(d) Juegos de carreras de automóviles.
En este juego, cada jugador "conduce" un automóvil y tiene que evitar colisionar con cuatro automóviles "conducidos" aleatoriamente. Los ocho automóviles aleatorios están generados por dos bloques objeto empleando la lógica duplicación. Los otros dos bloques objeto se emplean para componer los dos automóviles controlados por el jugador. El centro y los laterales de la pista de carreras están programados con la lógica de fondo.



(e) Juego de batalla aérea.
Este es un juego para dos jugadores en el que un avión vuela por cada jugador disparando proyectiles para derribar el avión del contrincante. Los cuatro bloques objeto generan los dos aviones y los dos proyectiles. La lógica de fondo se emplea para "pintar" nubes en el cielo. Los aviones tienen 16 ángulos de rotación que se obtienen cargando una de las 16 formas correspondientes en los bloques objeto.



(f) Blackjack.
Es un juego de cartas para uno o dos jugadores, donde los jugadores "juegan contra el ordenador" que actúa como repartidor de cartas ("croupier"). Cada jugador puede recibir hasta siete cartas generadas todas por un solo bloque objeto utilizando bloques duplicados. Los otros dos bloques objeto se emplean para la extensión del marcador (tres dígitos por jugador), para las cartas del "croupier" y para las indicaciones de signo en las dos esquinas inferiores de la pantalla. El marcador superior visualiza el crédito total para cada jugador y el marcador inferior la apuesta del jugador.
Se emplea sólo parte de la lógica de fondo para generar la mesa del "croupier" y por tanto la memoria intermedia restante está disponible para realizar cálculos.

Figura 28. Ejemplos de juegos que se pueden realizar con el sistema PVI.

Los bits OBJECT COMPLETE se activan cuando la última línea de la visualización de un objeto es conducida a las salidas de código de color del PVI. Simultáneamente, se genera una señal de interrupción, también en la dirección H"0003". Esto indica al microprocesador que un objeto dado, o uno de sus duplicados, ha sido totalmente cambiado. Así pues, si el programa del juego en particular requiere que cambien la forma y el tamaño de un objeto, hay que cambiar las posiciones de sus duplicados y su color, de modo que el momento en el cual pueden ser ejecutados estos cambios por el microprocesador están perfectamente definidos.

Con las técnicas descritas aquí, es posible llegar a obtener la representación simultánea de hasta 80 objetos distintos en la pantalla utilizando simultáneamente los bloques de objetos de un único PVI. A continuación se dan algunos ejemplos.

Muchos juegos requieren que se detecten las colisiones (solapamiento de imágenes sobre la pantalla) entre objetos y entre objetos y el fondo. La detección de la colisión se puede lograr fácilmente con el PVI que se utiliza, por ejemplo, la disposición mostrada en la figura 21. Una palabra de estado de 6 bits indica al microprocesador cuales son los dos objetos que han colisionado. Análogamente, se pueden detectar colisiones entre objetos y el fondo. Los bits de estado-colisión son válidos y pueden ser leidos durante el período de retorno vertical del TV.

Sonido y otras características de entrada/salida: El PVI contiene un registro de 8 bits en el que se puede escribir un código que permita la generación de una frecuencia de audio. Esta frecuencia tiene una forma de onda cuadrada y está disponible en la salida de sonido del PVI. La frecuencia f_s se obtiene a partir de:

$$f_s = \frac{f_H}{2(n+1)},$$

donde n es el código de 8 bits escrito en el registro de sonido y f_H es la frecuencia de la línea horizontal generada por el circuito de temporización. Un valor de $n = 0$ inhibirá la salida de sonido. La generación de sonido de esta forma permite obtener una gama de sonidos diferentes, característica esencial en muchos juegos.

El interface entre el sistema de juegos y los jugadores se realiza generalmente a través de potenciómetros, interruptores giratorios, palancas, teclado. Las palancas pueden funcionar bien en forma analógica, a través de dos potenciómetros, o en forma digital, a través de cuatro o incluso ocho interruptores. Con dispositivos de entrada tanto digitales como analógicos, el PVI está diseñado para minimizar el hardware requerido.

Para el interface con potenciómetros, el PVI posee dos entradas de potenciómetro, cada una conectada a su propio convertidor analógico-digital. Los convertidores poseen una resolución de 8 bits y se pueden leer los valores digitales en cada cuadro; el principio de funcionamiento se muestra en la figura 22. Se deriva un impulso digital a partir de la señal analógica de entrada mediante el detector de nivel. La duración de este impulso (desinhibición de contaje) depende de la forma de la curva determinada por el circuito *RC* y que a su vez depende directamente del valor de la resistencia del potenciómetro. En cada cuadro (20 ms), la resistencia del potenciómetro es gobernada y convertida a su valor digital.

Para aumentar el número de potenciómetros en un sistema (por ejemplo, dos palancas necesitan cuatro potenciómetros) se pueden emplear multiplexores analógicos, tales como el HEF 4053 LOCMOS (véase la figura 23).

Para las entradas de teclado, el PVI genera una señal especial de selección entrada/salida. Esta señal se deriva del bus de direcciones entre el microprocesador y el PVI. Con dos circuitos sencillos TTL se pueden realizar fácilmente las configuraciones de la matriz del teclado de 32 posiciones. Estos 32 pulsadores operan como dos grupos aislados de 16, un grupo para cada jugador (véase la figura 24).

Generador universal de sincronismo (USG) 2621

El generador universal de sincronismo 2621 proporciona los circuitos de control y de temporización necesarios para visualizar la información compuesta de vídeo de TV. Está programado mediante máscara para los diferentes sistemas normalizados de TV (PAL, NTSC y SECAM). A partir de una entrada de reloj patrón se generan en el USG las señales de temporización y de reloj para el PVI y para el microprocesador y las señales especiales de temporización de TV para el control del circuito codificador de color.

En la versión NTSC del USG, la entrada de reloj patrón está a la frecuencia de la portadora de color del sistema NTSC, 3.579.545 MHz. En el sistema PAL, la frecuencia patrón de entrada es ligeramente diferente, 3.546.895 MHz, y se obtiene a partir de la frecuencia portadora de doble color del sistema PAL, 8.867.238 MHz dividida por 2,5. Este divisor 2,5 se obtiene mediante el codificador de color PAL y el circuito sumador de vídeo.

Las siguientes señales están generadas para el control del PVI y del microprocesador (véase el diagrama de patillas de la figura 25).

PCK	Salida de reloj de 3,5 MHz; ésta es la salida horizontal de reloj para el PVI. Cada línea de TV contiene 227 ciclos PCK.
HRST	Salida de puesta a cero horizontal para el PVI, para medir el reloj patrón vertical.

VRST Salida de puesta a cero vertical para el PVI para sincronizarlo con la temporización de cuadro de TV.
CK2 Reloj 2: salida de 1,8 MHz para temporizar el microprocesador (versión rápida).
CK4 Reloj 4: salida de 0,9 MHz para temporizar el microprocesador (versión normal).

Las siguientes señales están generadas para el codificador de color y para el circuito sumador de vídeo.

CSYNC Salida de sincronización compuesta para el formato PAL sin entrelazado.
CBLNK Salida de borrado para el sistema PAL modificado sin entrelazado.
CBF Salida de indicación de salva para el sistema PAL sin entrelazado.
OE Salida de línea par/impar para generación de vídeo PAL ($f_H/2$).

En la figura 26 se dan las formas de onda de temporización para el USG funcionando en el sistema PAL.

Comentarios sobre el sistema orientado a objeto

El sistema orientado a objeto para la realización de juegos de vídeo utilizando el PVI 2636 ofrece un cierto número de ventajas tanto desde el punto de vista del software como del hardware del sistema. Muchas de las acciones esenciales tales como movimiento, rotación y alargamiento de objetos, detección de colisiones y cambios de color, pueden ser programados de una forma muy sencilla. Esto da lugar a una reducción de la memoria de programa necesaria para los juegos típicos; en otras palabras, se pueden programar mayor número de juegos en memorias ROM tales como la 2616 de 2 K-bytes. Además, el número de objetos visualizados no está limitado por la velocidad del sistema; con un solo PVI, se pueden llegar a programar hasta 28 objetos en movimiento sin estar restringidos por la velocidad del microprocesador. Finalmente, los costos del hardware son muy reducidos puesto que toda la lógica de generación de vídeo y algunos de los elementos de control de entrada/salida están integrados en un sólo circuito LSI.

Un sistema típico de juegos requiere solamente los siguientes componentes:

4 circuitos NMOS LSI
1 circuito bipolar LSI
2 circuitos MSI TTL
1 circuito LOCMOS

En la figura 27 se da el esquema completo de un sistema típico de juegos que utiliza el PVI 2636.

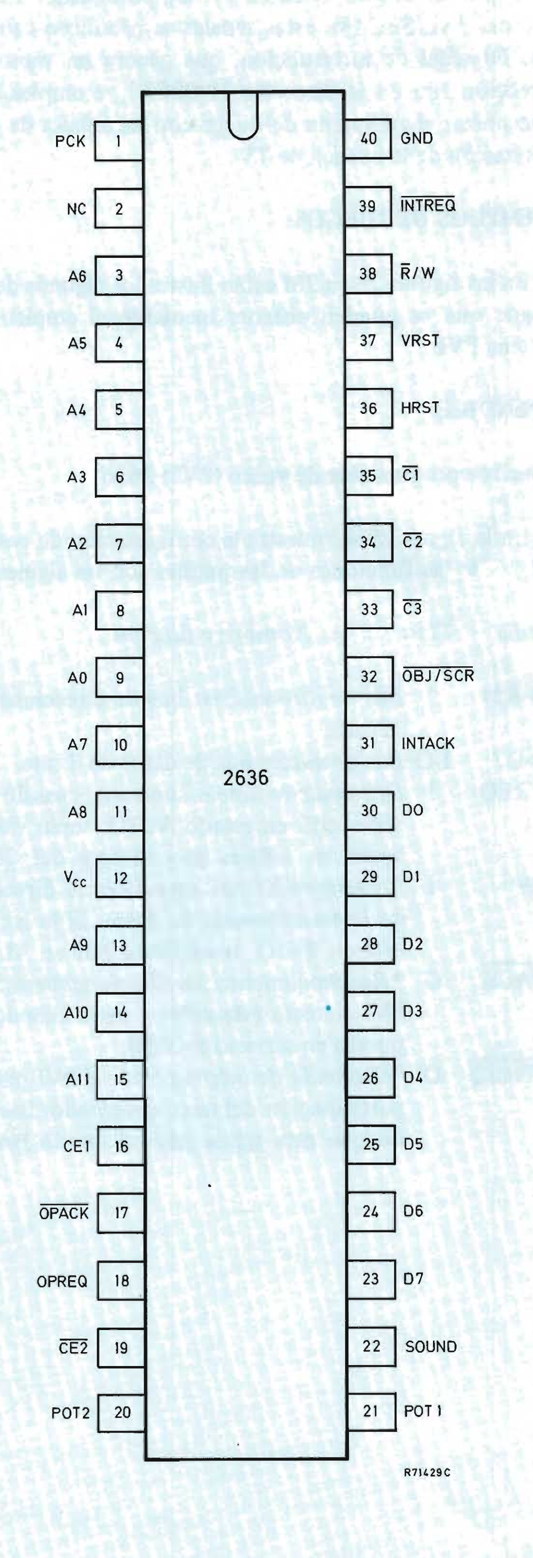


Figura 29. Configuración de las patillas del PVI 2636.

croprocesador. El bit VRLE y la señal de interrupción se derivan de la señal de temporización de la imagen generada por el propio circuito de temporización. En un sistema PAL/SECAM, estas señales se producen cada 20 ms. La señal de interrupción, que genera un vector de dirección fijo en la dirección H"0003", se emplea para sincronizar el programa del juego con las señales de temporización de la imagen de TV.

EJEMPLOS DE JUEGOS

En las figuras 28a a 28f están ilustrados algunos de los juegos que se pueden obtener mediante el empleo del sistema PVI.

APENDICE

Interface programable de vídeo (PVI) 2636

En la figura 29 se muestra la configuración de patillas del 2636; las funciones de las patillas son las siguientes.

Patilla	*Tipo*	*Nombre y función*
A0-A11	I	*Bus de direcciones:* bus de direcciones de 12 bits.
D0-D7	I/O	*Bus de datos:* bus de datos de 8 bits.
OPREQ	I	*Demanda de funcionamiento:* cuando esta señal está en estado ALTO, serán válidas todas las señales procedentes del 2650.
$\overline{R}$/W	I	*Lectura/escritura:* especifica la dirección de la transferencia de datos. Si la lectura está en BAJO, la escritura está en ALTO.
$\overline{OPACK}$	O	**Reconocimiento de funcionamiento:* el PVI conecta esta señal a masa cuando es puesto en servicio el 2650.
$\overline{INTREQ}$	O	**Demanda de interrupción:* el PVI pide la participación del microprocesador haciendo que esta salida pase al estado BAJO.
INTACK	I	*Reconocimiento de interrupción:* esta señal es devuelta al PVI cuando el microprocesador ha aceptado una demanda de interrupción.
PCK	I	*Reloj de posición:* generado por el USG 2621/2 para sincronizar las funciones internas del PVI (3,5 MHz, 227 impulsos/línea).
$\overline{C1,C2,C3}$	O	**Color 1, color 2, color 3:* salidas que indican el color que deberá aparecer.
VRST	I	*Puesta a cero vertical:* el USG 2621/2 proporciona esta señal para sincronizar el contador vertical del PVI.
HRST	I	*Puesta a cero horizontal:* el USG 2621/2 proporciona esta señal para sincronizar la cadena de contaje horizontal del PVI.
CE1	O	*Desinhibición 1:* esta salida está en ALTO cuando el valor del bus de direcciones está en el margen H"000" a H"DFF", se puede utilizar para desinhibir la ROM.
POT1, POT2	I	*Potenciómetros 1, 2:* estas patillas se conectan a las redes *RC* externas variables para la conversión analógico-digital.
CE2	O	*Desinhibición 2:* esta patilla está en BAJO cuando el bus de direcciones está en el margen de H"E80" a H"EFF" para la detección lógica entrada/salida.
SOUND	O	*Sonido digital:* una salida de audiofrecuencia en onda cuadrada generada bajo el control del programa.
$\overline{OBJ/SCR}$	O	**Objeto/marcador:* esta salida pasa a estado BAJO cuando el PVI está visualizando información del objeto o del marcador.
V_{CC}	I	*Alimentación:* +5 V ±5%.
GND	I	*Masa:* masa de referencia 0 V.
N/C	–	No conectado.

*Indica salidas de drenador abierto. ■

Transistores SOT-93 para amplificadores de potencia de Hi-Fi

El diseño de un amplificador empieza con la etapa de salida y continua hacia la entrada. Entonces, las características de los transistores de salida tienen una fuerte influencia sobre el funcionamiento y especificaciones del amplificador, especialmente en características tales como potencia de salida, ancho de banda de potencia y diversos tipos de distorsión.

Este artículo describe un amplificador de audio diseñado alrededor de dos transistores Darlington de salida complementarios, el BDV64A y el BDV65A, los cuales pertenecen a la gama de transistores con cápsula de plástico SOT-93 (Revista Miniwatt, Vol. 18, N.º 3).

TRANSISTORES BDV64A Y BDV65A EN UN AMPLIFICADOR DE 50 W

En esta aplicación, los transistores Darlington BDV64A y BDV65A se emplean en la etapa complementaria de salida de un amplificador de potencia de alta fidelidad de 50 W, 4 Ω. Para eliminar la necesidad de emplear un condensador electrolítico en serie con el altavoz y mejorar así la respuesta de baja frecuencia, el amplificador se diseña de modo que funcione a partir de una fuente de alimentación con toma central. Para minimizar la corriente directa que puede pasar por el altavoz en el caso de que el punto medio de la tensión de alimentación esté desplazado de cero, se aplica una realimentación directamente acoplada a la etapa de entrada diferencial. El amplificador incorpora protección contra cortocircuito de salida así como características de diseño que aseguran que permanece estable, incluso en el caso de que excite cargas complejas tales como las presentadas por altavoces electrostáticos.

Las principales ventajas de utilizar transistores en cápsula SOT-93 en esta aplicación en lugar de sus equivalentes en cápsula TO-3 (BDX64 y BDX65) son las siguientes:

- Como se muestra en la tabla 1, el SOAR más amplio de los transistores en cápsula SOT-93 permite el manejo de potencias hasta cinco veces superiores. Esto da lugar a un funcionamiento más fiable durante condiciones de paso a conducción, sobreexcitación y cortocircuito de salida.
- Montaje sobre el radiador más simple.
- Reducción de hasta el 30% de la resistencia térmica entre la unión y la base de montaje de los transistores en cápsula SOT-93.
- La alta frecuencia de corte reduce la distorsión secundaria de cruce a un nivel muy bajo.

Descripción del circuito

En la figura 1(a) se muestra el circuito del amplificador, en la figura 1(b) el circuito de protección contra sobrecargas y en la figura 2 la placa del circuito impreso.

El amplificador está acoplado en c.c. al altavoz para obtener una mayor economía y mejorar el funcionamiento en baja frecuencia. Por lo tanto, es necesario obtener la tensión de alimentación a partir de una fuente de alimentación con toma intermedia. Para evitar que la corriente continua esté aplicada al altavoz, se estabiliza la tensión central de la fuente de alimentación aplicando una tensión de offset a una de las bases de la etapa diferencial de entrada. Esta estabilización es especialmente necesaria si se emplea el amplificador para excitar un

altavoz electrostático a través de un transformador con un devanado primario de resistencia muy baja. Debido al hecho de que la corriente directa puede circular a través de la bobina del altavoz si se desconecta una de las líneas de alimentación, hay que insertar un fusible de 2 A colocado en las líneas de alimentación positiva y negativa de cada amplificador.

Etapa de entrada diferencial y estabilización de la tensión central de alimentación

La etapa diferencial de entrada está formada por TR_1 y TR_2, con TR_3 conectado a sus emisores como una fuente de corriente de 1 mA. Las variaciones de las ganancias de TR_1 y TR_2 producirán inevitablemente diferencias entre las tensiones que caen en las resistencias R_2 y R_{17}. Esta diferencia se mantiene dentro de límites aceptables utilizando transistores BC547C para el amplificador diferencial, funcionando a una corriente de colector nominal de 0,5 mA y empleando resistores de 22 kΩ para R_2 y R_{17}.

La tensión máxima de offset que puede aparecer depende de la ganancia y de las dispersiones de V_{BE} de los transistores TR_1 y TR_2 bajo las condiciones reales de trabajo. Para el BC547C con $I_C = 0{,}5$ mA, $h_{FE\ máx} = 760$ y $h_{FE\ mín} = 375$, se tendrá $I_{B\ máx} = 1{,}33\ \mu$A e $I_{B\ mín} = 0{,}66\ \mu$A. La tensión de offset de base producida por la variación de la ganancia será por tanto:

$$R_2(I_{Bmáx} - I_{Bmín}) = 22 \times 10^3\ (1{,}33 - 0{,}66) \times 10^{-6} \approx 15 \text{ mV}.$$

Para el BC547C con $I_C = 0{,}5$ mA, $V_{BE\ máx} = 610$ mV y $V_{BE\ mín} = 575$ mV, la tensión de offset de base producida por la dispersión de V_{BE} bajo esta condición de trabajo es por tanto:

$$V_{BEmáx} - V_{BEmín} = (610 - 575) \times 10^{-3} = 35 \text{ mV}.$$

Que es la máxima tensión total de offset para una corriente de colector de 0,5 mA en TR_1 y de $(15 + 35) \times 10^{-3} = 50$ mA para TR_2.

La ganancia total de tensión de c.a. del amplificador está determinada por la relación de resistencias $(R_{17} + R_{18})/R_{18}$ y $(R_1 + R_2)/R_2$. El resistor R_1, el condensador C_5 y las redes RC, R_3 C_4, R_{16} C_7 y R_{19} C_9 aseguran la estabilidad total de c.a. del amplificador.

Etapa de excitación

La salida de la etapa de entrada diferencial se conecta a la base del transistor TR_4. Este transistor está conectado como excitador en clase A con la fuente de corriente TR_6 que suministra la corriente de colector de 7 mA.

Etapa de salida

La etapa de salida complementaria en clase AB formada por TR_7 y TR_8 absorbe 50 mA cuando está en reposo. Esta corriente está fijada por R_{11} y se estabiliza térmicamente utilizando la tensión V_{CE} de TR_5 que depende de la temperatura para contrarrestar las variaciones de las tensiones base-emisor de los transistores de salida. Se asegura además la estabilización térmica de la corriente de colector de los transistores de salida montando TR_5 en contacto térmico con el radiador del transistor de salida y conectando resistores de 0,5 Ω en serie con los emisores de TR_7 y TR_8. El inductor de 4 μH, en paralelo con R_{20} y conectado en serie con los altavoces, protege contra las inestabilidades que se pueden presentar con la presencia de una carga capacitiva tal como la presentada por un altavoz electrostático.

Circuito de protección contra sobrecargas

Los transistores de salida pueden destruirse si se cortocircuitan los terminales del altavoz. Un circuito de protección contra sobrecargas como el que se muestra en la figura 7(b) protege a los transistores de salida contra esta eventualidad manteniendo su disipación de potencia dentro del SOAR.

Los circuitos de protección contra sobrecargas dan generalmente una sola línea límite, determinada por la máxima corriente que puede circular por el transistor. Sin embargo, el circuito de la figura 1(b) da dos líneas límite. Una línea está determinada por la máxima corriente que puede circular por el transistor y la otra por la máxima tensión a través de éste. El empleo de estas dos líneas límite aumenta el área de trabajo permitida de los transistores. Los cálculos de diseño y el funcionamiento del circuito de protección contra sobrecargas se describen con detalle en el apéndice.

Cálculos de diseño

El amplificador ha sido diseñado de manera que, bajo las peores condiciones en una máxima temperatura ambiente de 45°C, nunca se exceda la máxima temperatura de la unión especificada ($T_{j\ máx}$) para cualquiera de los transistores. Los cálculos de diseño del radiador de los transistores de salida son los siguientes.

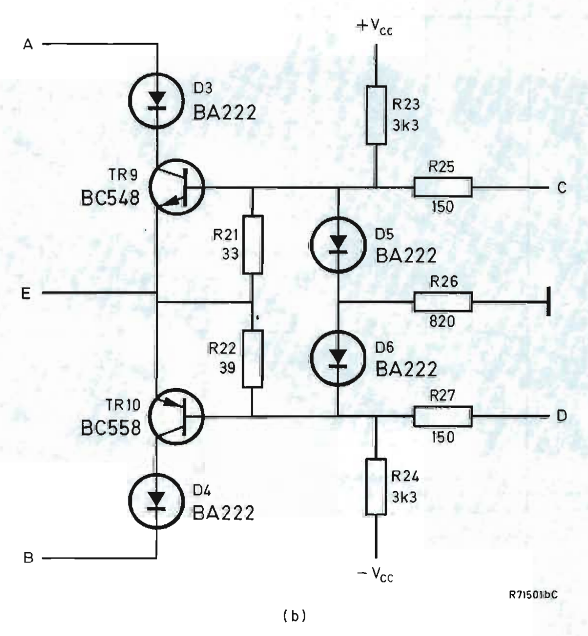
La corriente de pico de salida para la máxima poten-

+ V_{CC}
27V a 32V
2A
C2 22µ
R4 1k2
TR4 BC556
R12 150
TR7 BDV65A
C5 56p
R9 3k3
A C
TR1 BC547C
TR2 BC547C
entrada
R1 3k3
C1 1µ
(1) TR5 BC548
R10 1k
C6 100n
PROTECCION SOBRE - CARGAS (ver fig. 1b)
E
R14 500m (2W)
0V
C4 1n5
R3 120
R11 2k2
R15 500m (2W)
C7 68p
R17 22k
C9 100n
R20 1
B D
R2 22k
TR3 BC548
R6 15k
R7 15k
R13 150
TR8 BDV64A
R16 1k8
L1 4µ
TR6 BC546
BZX75-C1V4
D2
R18 820
R19 10
$R_L = 4$
R5 680
D1 BZX75-C1V4
R8 100
C8 22µ
− V_{CC}
2A
C3 22µ

(1) TR_5 está térmicamente conectado al radiador.

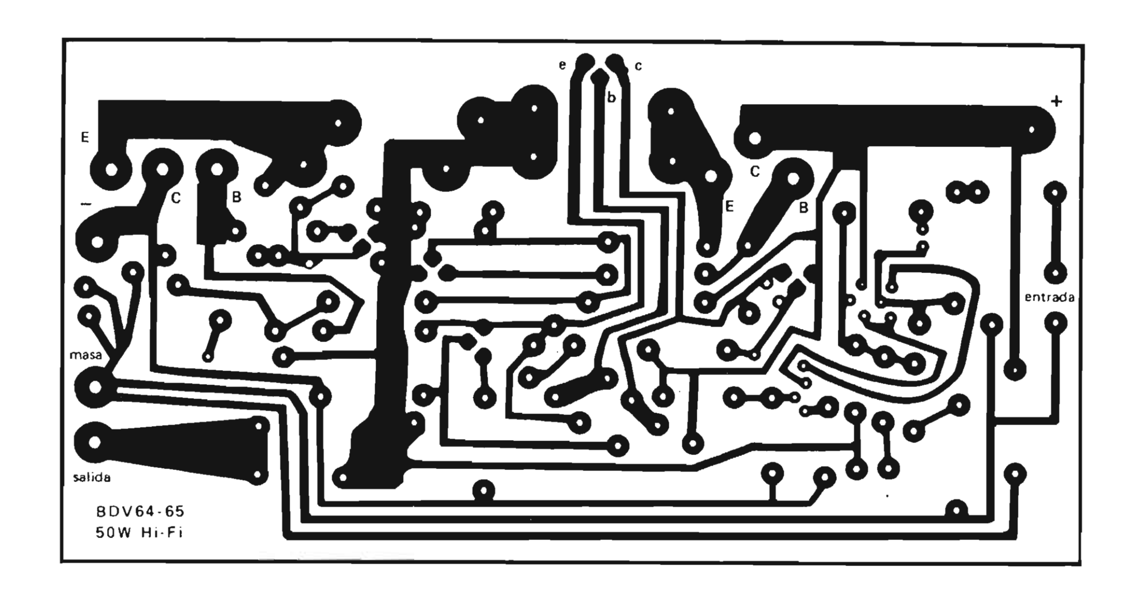
R7150la C

(a)



(b)

Figura 1. (a) Amplificador de potencia de alta fidelidad de 50 W; (b) circuito de protección contra sobrecargas.



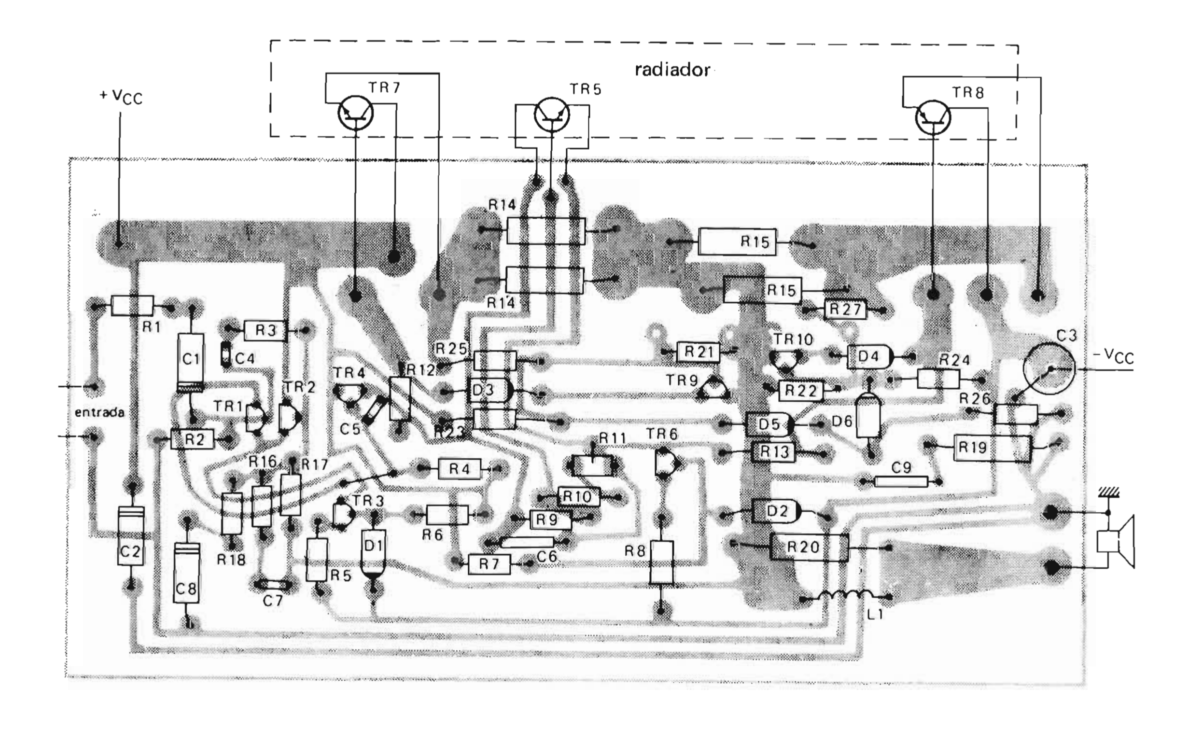


Figura 2. Placa de circuito impreso.

cia antes del recorte (50 W) con una impedancia de carga de 4 Ω es:

$$\hat{I}_O = \sqrt{(2P_O/R_L)} = \sqrt{(100/4)} = 5 \text{ A}.$$

Por lo tanto, la tensión de pico de salida es:

$$\hat{V}_O = \frac{2P_O}{\hat{I}_O} = \frac{100}{5} = 20 \text{ V}.$$

Las pérdidas totales de la tensión de pico en TR_4 y TR_7 son:

$$\begin{aligned}\hat{V}_{pérdidas} &\approx (\hat{I}_O R_{14}) + V_{BEmáx(TR7)} \\ &\quad + (R_{12} I_{Bmáx(TR7)}) + V_{CEsat(TR4)} \\ &\approx (5 \times 0{,}5) + 2{,}5 + (150 \times 5 \times 10^{-3}) + 0{,}65 \\ &= 6{,}4 \text{ V}.\end{aligned}$$

Las pérdidas en TR_6 y TR_8 son aproximadamente las mismas. Por tanto, la tensión de alimentación bajo condiciones de carga total deben ser:

$$\begin{aligned}V_{CC} &= \hat{V}_O + \hat{V}_{pérdidas} = 20 + 6{,}4 \\ &\approx 27 \text{ V}.\end{aligned}$$

La regulación para la fuente de alimentación se define como:

$$\frac{\text{tensión sin carga} - \text{tensión a plena carga}}{\text{tensión sin carga}}$$

Suponiendo que se emplea una tensión de alimentación no estabilizada con una regulación en el peor caso del 15%,

$$\frac{V_{CCO} - V_{CC}}{V_{CCO}} = 0{,}15.$$

Resolviendo la ecuación y despejando la tensión sin carga (V_{CCO}) se obtiene:

$$V_{CCO} = 1{,}18 V_{CC} \approx 32 \text{ V}.$$

La máxima disipación media de colector tiene lugar cuando la potencia disipada por uno de los transistores es igual a la potencia que se disipa en la carga. Con una excitación senoidal, esto ocurre para $(2/\pi)^2 = 0{,}4$ de la potencia de máxima. El nivel de tensión de alimentación para esta condición de carga es:

$$\begin{aligned}V_{CC(2/\pi)} &= V_{CCO}\left\{1 - \left(\frac{V_{CCO} - V_{CC}}{V_{CCO}}\right)\frac{2}{\pi}\right\} \\ &= 0{,}904\, V_{COO} \\ &\approx 29 \text{ V}.\end{aligned}$$

Suponiendo un incremento del 10% en la tensión de red y una reducción del 20% en la carga de salida, la disipación en TR_8 en el peor de los casos es:

$$P_{tot} = \frac{(1{,}1 \times 29)^2}{\pi^2\,(0{,}8R_L + R_{15})} \approx 27{,}5 \text{ W}.$$

La disipación en TR_7 es ligeramente inferior que la de TR_8 pero a efectos prácticos se puede considerar idéntica.

La resistencia térmica total entre la unión de cada transistor de salida y el ambiente es:

$$R_{th\,j\text{-}a} = \frac{T_{j\,máx} - T_{amb\,máx}}{P_{tot}} = \frac{150 - 45}{27{,}5} = 3{,}8\ °\text{C/W}.$$

El valor de $R_{th\,j\text{-}mb}$ es de 1°C/W y el de $R_{th\,mb\text{-}h}$ es de 0,8°C/W utilizando un montaje aislado y compuesto para radiadores (ver instrucciones de montaje de los transistores con cápsula SOT-93 –Revista Miniwatt Vol. 18, N.º 3– . Por tanto, la resistencia térmica del radiador para cada transistor de salida no debe ser mayor que:

$$\begin{aligned}&R_{th\,j\text{-}a} - (R_{th\,j\text{-}mb} + R_{th\,mb\text{-}h}) \\ &= 3{,}8 - (1 + 0{,}8) = 2\ °\text{C/W}.\end{aligned}$$

Funcionamiento del amplificador

Especificación del funcionamiento

Las especificaciones del funcionamiento del amplificador se dan en la tabla 2.

Distorsión armónica

Se dan dos gráficas de distorsión para el amplificador: en la figura 3 se da la distorsión en función de la potencia de salida con la frecuencia como parámetro y en la figura 4 se da la distorsión en función de la frecuencia para una potencia de salida de 10 W. Estos dos gráficos muestran la baja distorsión del amplificador.

La figura 3 muestra que cuando el amplificador entrega 50 W, una señal de 1 kHz tiene una distorsión armónica total de 0,1%.

Distorsión de intermodulación

La figura 5 muestra el espectro de distorsión de intermodulación alrededor de una señal de 8 kHz (f_2) producida por una señal de entrada al amplificador de 250 Hz

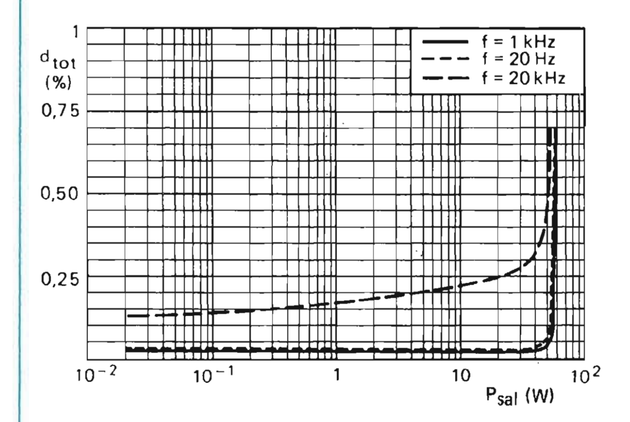


Figura 3. Distorsión armónica total en función de la potencia de salida.

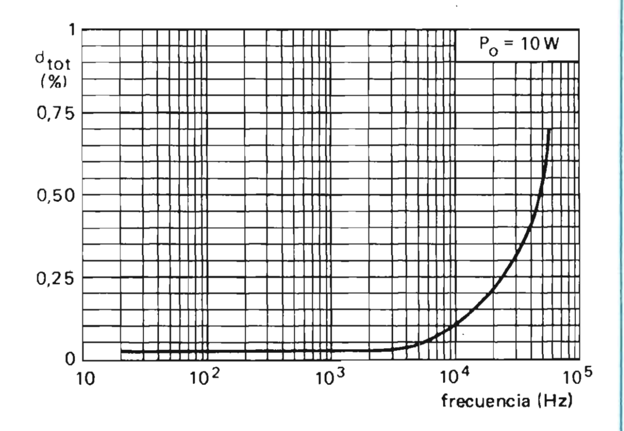
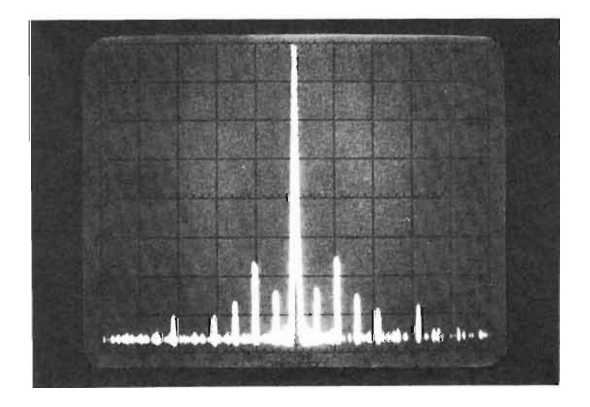


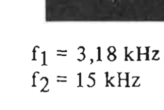
Figura 4. Distorsión armómica total en función de la frecuencia.



f_1 = 250 Hz
f_2 = 8 kHz
V_{f1}/V_{f2} = 4

Hor. 500 Hz/div.
Vert. 10 dB/div.

Figura 5. Espectro de la distorsión de intermodulación.



f_1 = 3,18 kHz
f_2 = 15 kHz

Hor. 2 kHz/div.
Vert. 10 dB/div.

Figura 6. Distorsión de la intermodulación transitoria.

(f_1). Estas son las condiciones especificadas por la norma DIN45500, con el amplificador entregando la máxima potencia de salida y el nivel de $V_{f1} = 4V_{f2}$. La distorsión de intermodulación medida era inferior al 0,5%, lo cual está muy por debajo del 2% especificado por la norma DIN45500.

Distorsión de intermodulación transitoria

La distorsión de intermodulación transitoria se mide de acuerdo con el método de Matti Otala. El espectro de frecuencia de la señal de salida en el comienzo del recorte se da en la figura 6. La distorsión de intermodulación transitoria se puede calcular a partir de este espectro y tiene un valor igual a 0,4%.

Factor de amortiguamiento

Esta es la relación entre la impedancia de la carga externa y la de salida del amplificador. El factor de amortiguamiento de un amplificador conectado a un altavoz de 4 Ω es 4/0,04 = 100.

Distorsión secundaria de cruce

La distorsión secundaria de cruce para frecuencias de audio más elevadas está producida por las cargas almacenadas en las bases de los transistores del circuito, especialmente en los transistores de salida. Entonces, se introduce un retardo en el intercambio desde una mitad de la etapa de salida a la otra, produciendo distorsión en el punto de cruce, tal como se puede ver en la figura 7. Es importante que esta distorsión no tenga forma de impulso transitorio.

Respuesta de frecuencia

La norma DIN45500 establece que, entre 40 Hz y 16 kHz, la respuesta de frecuencia está dentro de ±1,5 dB del nivel de 1 kHz cuando una entrada de 1 kHz produce la potencia de salida que está 10 dB por debajo de la máxima nominal.

En la figura 8 se da la respuesta de frecuencia de este amplificador bajo estas condiciones. Entre 20 Hz y 30 kHz, la respuesta está dentro de 1 dB del nivel de 1 kHz.

Ganancia

La figura 9 muestra las ganancias en lazo abierto y cerrado del amplificador en función de la frecuencia.

Ancho de banda de potencia

El ancho de banda de potencia es la respuesta de frecuencia para un nivel de distorsión constante d_{tot} de la señal de salida. De acuerdo con la norma DIN45500, el mínimo ancho de banda de potencia debe ser de 40 Hz a 12,5 kHz.

La figura 10 muestra que el ancho de banda de potencia del amplificador, con $d_{tot} = 0{,}7\%$, es de 20 Hz a 30 kHz.

APENDICE

Circuito de protección contra sobrecargas

Los transistores de salida están protegidos contra la eventualidad de que se produzcan sobrecargas y cortocircuitos mediante el circuito mostrado en la figura 1(b). Este circuito posee dos mitades idénticas, la mitad superior se muestra en la figura 11.

En R_{14} cae una tensión proporcional a la corriente de emisor del transistor de salida TR_7 que alimenta a la base de TR_9. (Se supone que la corriente de emisor de TR_7 es igual a su corriente de colector.)

La diferencia entre la tensión de alimentación y la de salida también alimenta a la base de TR_9 a través de los resistores R_{21} y R_{23}. La conducción del transistor de protección TR_9 limita la excitación de base del transistor de salida TR_7.

El valor de la tensión de salida en el resistor sensor R_{21} debe ser tal que la corriente a través de este resistor sea mayor que la corriente de base de TR_9. Se ha elegido un valor de 39 Ω de modo que:

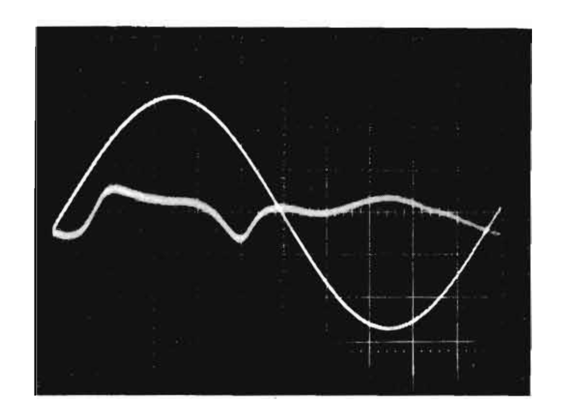
$$I_{R21} \approx \frac{V_{BE(TR9)}}{R_{21}} = \frac{650}{39} = 17 \text{ mA}.$$

La figura 18 muestra la curva SOAR del transistor **BDV65A**, dibujada en una escala lineal en los dos ejes. Para calcular y dibujar las líneas de carga se debe proceder de la siguiente manera.

(a) Elegir un punto (P) en el eje V_{CE}. La tensión en este punto debe ser mayor que la máxima tensión de alimentación ($2 \times V_{CCO} = 64$ V) y menor que la tensión de ruptura V_{CEO} (80 V) del transistor de salida. Para este amplificador, se ve que P es 70 V.

(b) Construir una tangente a la curva SOAR de c.c. para extender del punto P a un punto en el eje I_C ($I_{C(1)}$).

(c) *Cálculo del valor de R_{25} a partir de $I_{C(1)}$*
Como se dijo anteriormente, en bornes del resistor R_{14} cae una tensión proporcional a la corriente de



f = 10 kHz
$P_O = 1$ W
$d_{tot} = 0{,}06\%$

Figura 7. Distorsión secundaria de cruce y señal de salida.

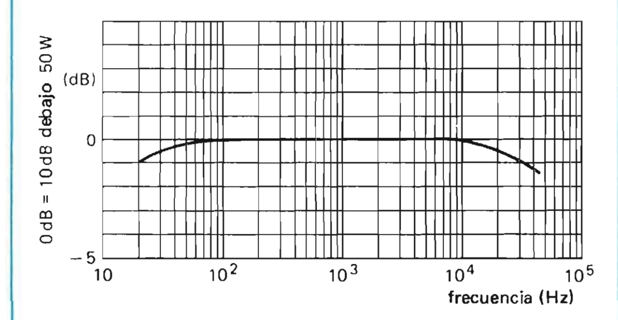


Figura 8. Respuesta de frecuencia.

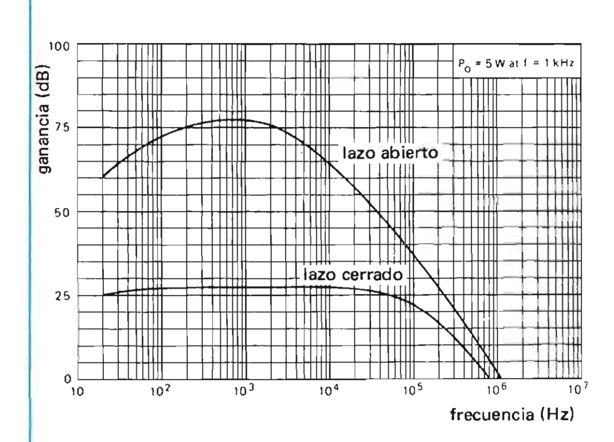


Figura 9. Ganancias de lazo abierto y cerrado.

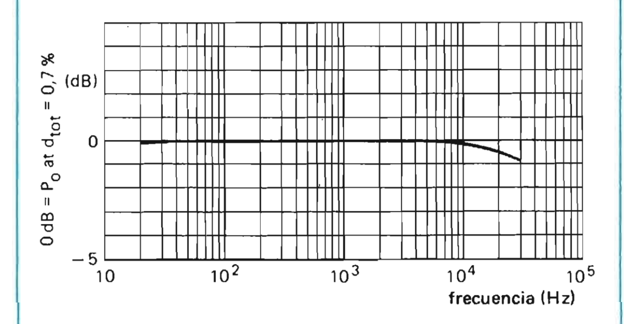


Figura 10. Ancho de banda de potencia.

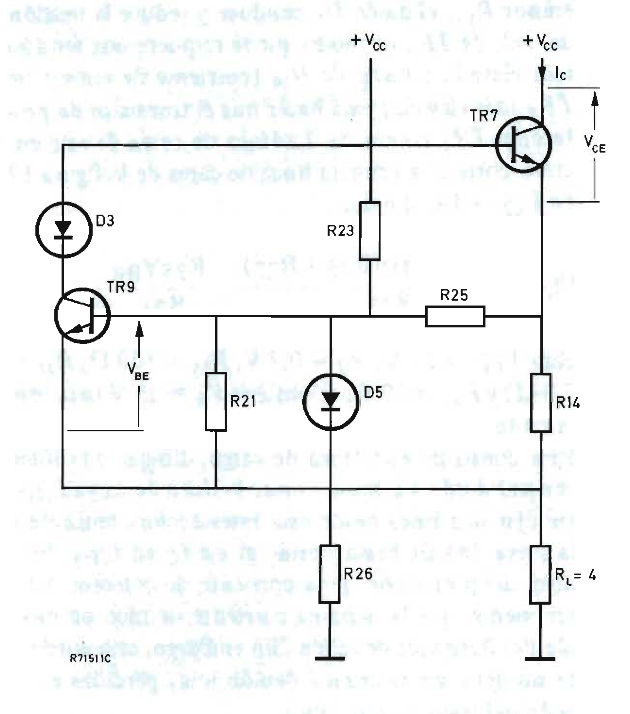


Figura 11. Circuito equivalente del circuito de protección (véase también la figura 1(b)).

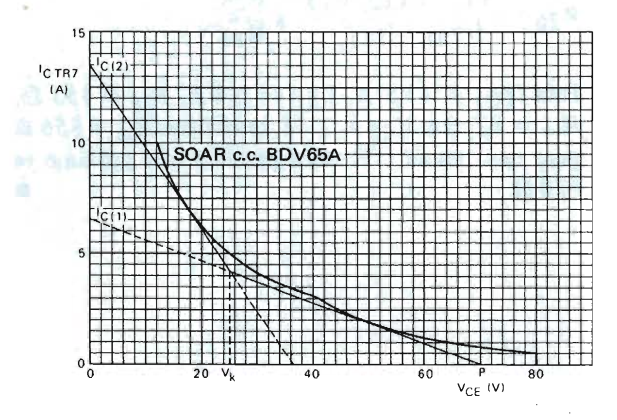


Figura 12. Curva SOAR para el BDV65A con las líneas de carga de protección contra sobrecargas superpuestas.

Tabla 1. *Capacidad de manejo de potencia de los transistores BDV64A y BDV65A comparada con sus equivalentes en cápsula TO-3.*

	máxima disipación potencia a $T_{amb} = 25°C$ (W)			
V_{CE} (V)	BDX64A (TO-3)	BDV64A (SOT-93)	BDX65A (TO-3)	BDV65A (SOT-93)
10	117	125	117	125
30	70	125	70	125
60	15	44	15	65
80	8	28	8	42

Tabla 2. *Características del funcionamiento*

Los siguientes valores se aplican al circuito de la figura 1(a), conectado a un altavoz con una impedancia nominal de 4 Ω.

Tensión de alimentación sin carga V_{CCO}	±32 V
Tensión de alimentación a plena carga V_{CC}	±27 V
Tensión de offset	50 mV máx.
Ajuste corriente para TR_3	1 mA
Ajuste corriente para TR_4, TR_6	7 mA
Ajuste corriente para TR_1 y TR_2	0,5 mA
Corriente absorbida por TR_7 y TR_8 en reposo	50 mA
Impedancia de entrada	0,04 Ω
Ganancia típica en lazo abierto	77 dB
Ganancia en lazo cerrado	27 dB
Sensibilidad de entrada para $P_0 = 50$ W	600 mV
Potencia de salida (d.a.t. 0,7% máx)	50 W mín.
Ancho de banda de potencia (1 dB d.a.t. 0,7% máx)	$<$20 Hz a $>$20 kHz
Respuesta de frecuencia (nivel de referencia a 1dB, $P_0 = 5$ W a 1 kHz)	20 Hz a 30 kHz
Distorsión armónica total hasta $P_0 = 50$ W ($f = 1$ kHz)	0,1% máx.
Distorsión de intermodulación a $P_0 = 50$ W	0,5% máx.
Relación señal/ruido, ponderada, de acuerdo con la IEC 268-3 (nivel referencia $P_0 = 50$ mW)	80 dB mín
Consumo de corriente con carga total	±1,6 A

colector de TR_7 que alimenta a la base de TR_9. Cuando esta tensión sobrepasa la de base-emisor de TR_9, este transistor pasa a conducir. La corriente de colector necesaria para lograr esto es $I_{C(1)}$ de la figura 18, dada por:

$$I_{C(1)} = \frac{(R_{25} + R_{21})V_{BE}}{R_{21}R_{14}}$$

ecuación que, arreglada para expresar R_{25} en términos de R_{21}, da:

$$R_{25} = R_{21}\left(\frac{I_{C(1)}R_{14}}{V_{BE}} - 1\right).$$

Para $I_{C(1)} = 6{,}4$ A, $R_{21} = 39\ \Omega$ y $R_{14} = 0{,}5\ \Omega$, se obtiene $R_{25} = 153\ \Omega$ para este circuito. El valor práctico más próximo es 150 Ω.

(d) *Cálculo del valor de R_{23}*

La diferencia entre las tensiones de alimentación y de salida (igual a V_{CE} de TR_7 si se desprecia la tensión a través de R_{14}), también alimenta a la base de TR_9. Cuando esta tensión sobrepasa la V_{BE} de TR_9, este transistor pasa a conducir. La tensión colector-emisor necesaria se muestra en la figura 12 como $V_{CE(P)}$, que es el punto P y está dado por:

$$V_{CE(P)} = V_{BE}\left\{1 + \frac{R_{23}(R_{25} + R_{21})}{R_{25}R_{21}}\right\}$$

ecuación que arreglada para expresar R_{23} en términos de R_{21} y R_{25} da:

$$R_{23} = \left(\frac{V_{CE(P)}}{V_{BE}} - 1\right)\frac{R_{21}R_{25}}{R_{21} + R_{25}}.$$

Para $V_{CE(P)} = 70$ V, $R_{21} = 39\ \Omega$ y $R_{25} = 150\ \Omega$, se tiene $R_{23} \approx 3{,}3$ kΩ para este circuito.

(e) *Cálculo del valor de R_{26}*

Las ecuaciones anteriores se aplican a la línea de carga que pasa por el punto P de la figura 12. Como la tensión V_{CE} de TR_7 disminuye, la pendiente de la línea de carga de la figura 12 puede ser aumentada. Esto se logra mediante D_5 y R_{26}. Debido a que la tensión aumenta a través de la carga y del resistor del emisor R_{14}, el diodo D_5 conduce y reduce la tensión de base de TR_9 de modo que se requiere una tensión más elevada a través de R_{14} (corriente de emisor de TR_7 más elevada) para hacer que el transistor de protección TR_9 conduzca. La línea de carga de este circuito corta a la primera línea de carga de la figura 12 en $V_{CE} = V_k$, donde:

$$V_k = \frac{(V_{CC} - V_D)(R_{25} + R_{23})}{R_{23}} - \frac{R_{25}V_{BE}}{R_{21}}.$$

Para $V_{CC} = 27$ V, $V_d = 0{,}7$ V, $R_{25} = 150\ \Omega$, $R_{23} = 3{,}3$ kΩ y $R_{21} = 39\ \Omega$. se obtiene $V_k \approx 25$ V para este circuito.

Para construir esta línea de carga, dibujar una línea vertical desde V_k hasta cortar la línea de carga $I_{C(1)}$. Dibujar una línea desde esta intersección, tangente a la curva SOAR hasta cortar al eje I_C en $I_{C(2)}$. Este nivel de protección de la corriente de colector debe ser menor que la máxima corriente de pico permisible del transistor de salida. Sin embargo, esta corriente no debe ser alcanzada debido a las pérdidas en el codo del transistor de salida.

La corriente de colector $I_{C(2)}$ está dada por:

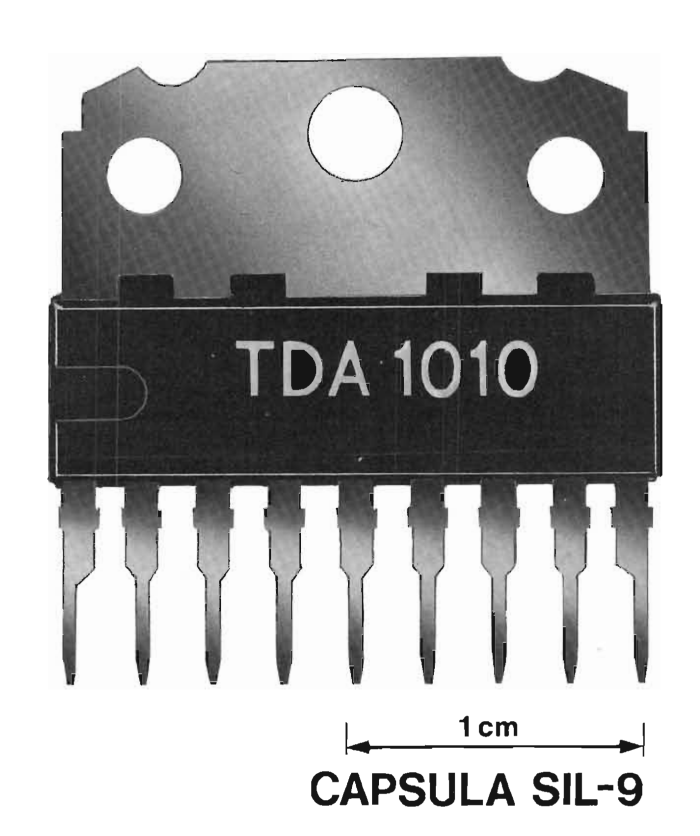
$$I_{C(2)} = \frac{R_{25}V_{CC}}{R_{14}(R_{25} + R_{26})} + \frac{R_{26}I_{C(1)}}{R_{25} + R_{26}}.$$

Despejando R_{26} se tiene:

$$R_{26} = \frac{V_{CC} - (I_{C(2)}R_{14})}{I_{C(2)} - I_{C(1)}} \times \frac{R_{25}}{R_{14}}.$$

Para $I_{C(2)} = 13{,}5$ A, $I_{C(1)} = 6{,}4$ A, $R_{25} = 150\ \Omega$, $R_{14} = 0{,}5\ \Omega$ y $V_{CC} = 27$ V, se obtiene $R_{26} = 856\ \Omega$ para este circuito. El valor práctico más próximo es 820 Ω. ■

circuitos integrados de potencia



1 cm

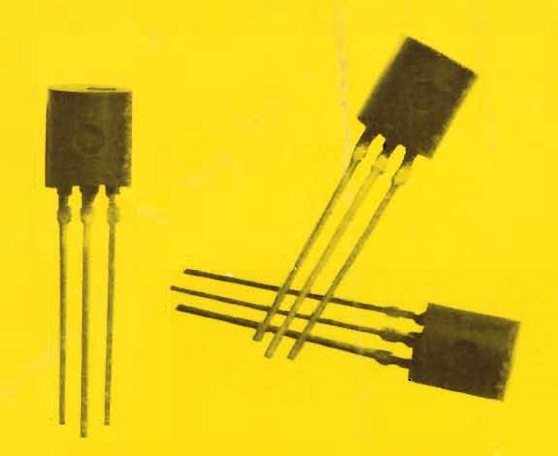
CAPSULA SIL-9

y más tipos en desarrollo para potencias de hasta 20 W con el nuevo encapsulado SIL-9

	TENSION ALIMENTACION (V)	POTENCIA SALIDA (DIST. 10%) Po (W)	Vs (V)	RL (Ω)	RESPUESTA EN FRECUENCIAS (—3dB)	OBSERVACIONES	CAPSULA
TCA760	10 (14Vp)	1,1	9	8	75Hz a 18kHz	(1)	DIL-16
TCA160C	14 (18Vp)	2,6	14	8	60Hz a 20kHz	(1)	DIL-16
TDA1004A	9 a 20	3,5 6 9	14 14 14	8 4 2	40Hz a 15kHz	Suministra una corriente filtrada para alimentación de otros circuitos (<150mA) (1) (2)	DIL-16
TDA2610A	15 a 35	4 7	25	15	15kHz	Para TV (consumo constante). Puede ser alimentado a partir del transformador de salida de líneas	DIL-16
TDA2611A	6 a 35	5	25	15	15kHz	(2) impedancia de entrada hasta 1 MΩ	SIL-9
TDA1009	5 a 24	2 x 3,4 2 x 6	16 16	8 4	15kHz	Para estéreo. Separación entre canales 42 dB. (1) (2)	DIL-16
TDA1010	20 (24Vp)	6	14	4	15kHz	(1) (2)	SIL-9

(1) Protección contra cortocircuitos en la carga
(2) Protección térmica del cristal

NUEVOS TRANSISTORES EN CAPSULA TO-92



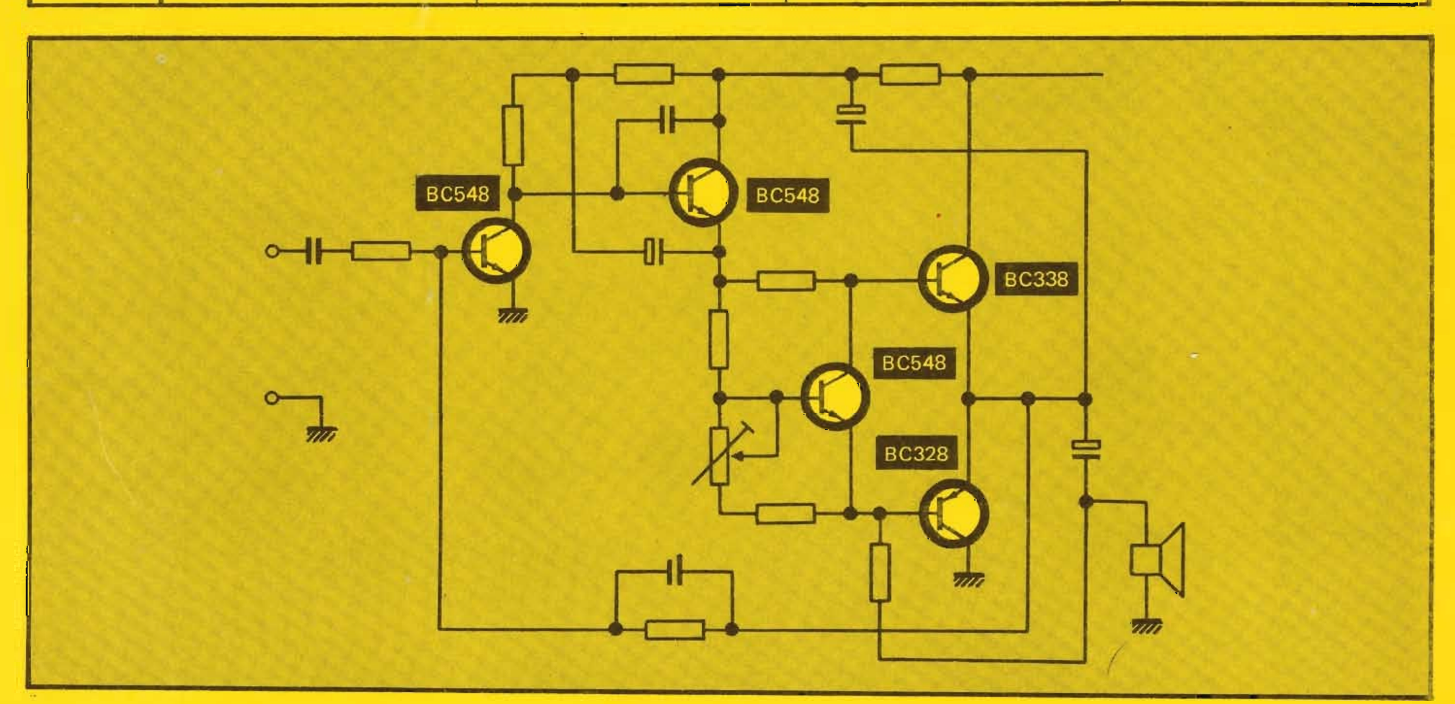
La gama de nuevos transistores de baja frecuencia en cápsula TO92 de producción local incluye la familia **BC327/337** y **BC635/636** de 0,5 a 1 A respectivamente*.

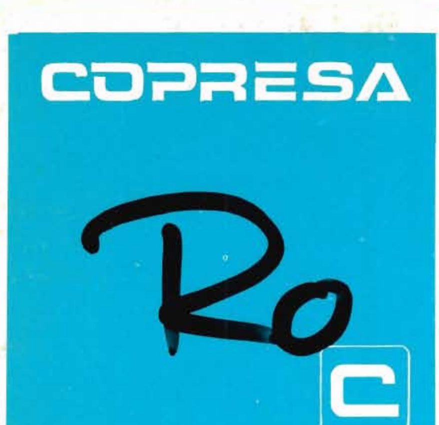
Estos transistores vienen a sustituir, para nuevos diseños, a los de la serie **AC187/188**.

Gracias a su especial diseño, la máxima potencia disipada es de 0,8 a 1 vatio (Tamb = 25° C). Se emplean en:

- etapas excitadoras
- amplificadores de audio
- radio, radio portátil
- televisión en color y en blanco/negro
- aplicaciones generales

Ic (A)	25 V NPN	25 V PNP	45 V NPN	45 V PNP	60 V NPN	60 V PNP	100 V NPN	100 V PNP
0,5	BC338	BC328	BC337	BC327				
1	BC368	BC369	BC635	BC636	BC637	BC638	BC639	BC640





Revista "Miniwatt"

Vol. 18 - Núm. 7

50 Ptas.

Revista Miniwatt

VOLUMEN 18 - Número 7

JULIO 1979



INDICE

Este artículo describe y explica los datos que se publican de la gama de diodos rectificadores, y pone de manifiesto las ventajas que tiene para el usuario el sistema de valores máximos absolutos. Se explica como pueden presentarse datos engañosos, con lo que se justifica el contenido y la presentación de los datos que se publican en los manuales de características.

La primera parte de este artículo se publicó en Revista Miniwatt, volumen 18, N.° 4. En esta segunda parte se estudian los modems (moduladores-demoduladores), las formas de transmitir datos y las técnicas de modulación.

En algunas aplicaciones, la energía solar se está transformando en una alternativa viable y económica frente a las fuentes de energía convencionales. Este artículo describe el funcionamiento y construcción de las células solares fotovoltaicas y de los paneles solares para aplicaciones terrestres. También se estudian los factores que afectan al diseño de generadores solares efectivos de coste relativamente bajo y se dan detalles sobre los acumuladores de almacenamiento, los reguladores de carga y circuitos excitadores de motores adecuados.

PUBLICADA POR COMPAÑIA DE PRODUCTOS ELECTRONICOS "COPRESA", S. A.

Revista MINIWATT
Balmes, 22 - Barcelona-7

SUSCRIPCION ANUAL (11 números). . . 450 Ptas.
GASTOS ENVIO CONTRA-REEMBOLSO . 30 Ptas.
CAMBIO DOMICILIO . . . . 25 Ptas.

Depósito Legal: B.18.387-61 ISSN 0210-2641 GRAFESA - Nápoles, 249 - Barcelona

Interpretación de los datos de diodos rectificadores

Este artículo describe y explica los datos que se publican de la gama de diodos rectificadores, y pone de manifiesto las ventajas que tiene para el usuario el sistema de valores máximos absolutos. Se explica como pueden presentarse datos engañosos, con lo que se justifica el contenido y la presentación de los datos que se publican en los manuales de características.

Introducción

Cuando se elige un dispositivo semiconductor, es necesaria una investigación más profunda que el simple repaso de catálogos resumidos. Para que sean válidos los valores nominales publicados deben estar respaldados por información adicional. Así pues, la elección entre dispositivos con posibilidades aparentemente similares no debe hacerse sobre una base solamente económica. Se pueden presentar los valores nominales de forma que den una impresión falsa de las posibilidades de los dispositivos.

La creciente complejidad y diversidad de aplicaciones de los dispositivos electrónicos modernos ha dado como resultado unos datos más extensos y más detallados de los dispositivos. Además, el usuario depende cada vez más de que el fabricante presente los datos de forma clara o ambigua, de modo que pueda hacer una comparación real de las posibilidades de tipos similares. A continuación se muestran y discuten brevemente varios ejemplos de como pueden darse datos engañosos.

Un valor nominal considerado aisladamente tiene poco significado, pero puede hacer que un determinado dispositivo parezca superior a tipos similares. Por ejemplo, un dispositivo tendrá una mayor capacidad de conducir corriente con una temperatura de la base de montaje $T_{mb} = 25°C$ que con una $T_{mb} = 125°C$.

Así pues, una comparación de los valores nominales de la corriente media directa $I_{F(AV)}$ entre diferentes dispositivos será válida únicamente si se especifican los valores asociados de T_{mb}; el valor nominal de $I_{F(AV)}$ de un dispositivo con una T_{mb} inferior a 100°C es más de un 50% superior que el valor nominal de $I_{F(AV)}$ del mismo dispositivo con una $T_{mb} = 125°C$. En general, se suelen presentar los datos en las peores condiciones posibles (por ejemplo, a la máxima temperatura de la base de montaje como puede suceder durante el funcionamiento).

Aunque un valor nominal debe ser especificado junto con las condiciones en las que es aplicable, se pueden producir artificialmente valores nominales elevados, especificando los valores nominales para condiciones *no reales*. Uno de los principales valores nominales de los diodos rectificadores es la corriente inicial I_{FSM}. En los manuales se especifica este valor nominal en las peores condiciones posibles, pero se obtendría un valor nominal más elevado por ejemplo, si se supusiera que la temperatura de la unión T_j fuera baja antes de la corriente inicial. Sin embargo, en la práctica, T_j es muy próxima a $T_{j\,máx}$.

Los valores nominales y las características que se dan en los datos publicados deben estar especificados siempre junto con las condiciones a las que se aplican, y estas condiciones deben ser reales. Además, también puede ser importante definir el valor nominal o característica que se especifica. Por ejemplo, una característica importante de los rectificadores de recuperación rápida es el tiempo de recuperación inversa, t_{rr}. En los manuales se define t_{rr} como el tiempo que tarda la corriente en recuperar el 10% de su valor de pico inverso. Si t_{rr} se define como el tiempo que tarda la corriente en alcanzar el 25% de su valor de pico inverso, los dispositivos *parecerán* más rápidos.

Finalmente, es importante establecer el sistema de valores nominales utilizado para especificar cualquier dato publicado. Generalmente se utiliza el sistema de valores máximos absolutos, de forma que el usuario pue-

de tener absoluta confianza en los valores especificados. Cualquier dato en el que no se especifique el sistema de valores nominales deberá ser tomado con desconfianza, lo mismo que cualquier valor nominal o característica que se especifique sin las condiciones asociadas o con condiciones no reales. El usuario no puede esperar que las muestras de los dispositivos fallen inmediatamente cuando se utilizan en diseños basados en datos dudosos. Los mecanismos de fallo de los semiconductores dependen de la temperatura y la utilización de datos dudosos frecuentemente conduce al funcionamiento del dispositivo con temperaturas excesivas, dando lugar a un elevado número de fallos del equipo en un determinado período de tiempo, pero no necesariamente a un fallo inmediato.

Este artículo se limita a los diodos rectificadores y pretende capacitar al usuario para utilizar los datos especificados a fondo y convencerle de que los datos realmente describen el funcionamiento de los dispositivos.

Sistema de valores máximos absolutos

Un valor nominal es una condición límite de uso especificado por el fabricante para cada dispositivo, de modo que el funcionamiento por encima de este valor puede alterar las posibilidades del dispositivo.

Un sistema de valores nominales es un conjunto de principios sobre los que se establecen los valores nominales y que determina su interpretación. Si no se especifica lo contrario, los valores nominales que figuran en los datos publicados siguen el sistema de valores máximos absolutos, que se define de la siguiente forma (véase publicación 134 del IEC).

Los valores máximos absolutos son valores límite de funcionamiento y condiciones ambientales aplicables a cualquier dispositivo de un determinado tipo como se define en los datos publicados; estos valores no deben ser sobrepasados bajo las peores condiciones posibles.

Estos valores son elegidos por el fabricante del dispositivo para proporcionar un funcionamiento aceptable del dispositivo, no responsabilizándose por variaciones en el equipo o en el ambiente, o por los efectos de los cambios en las condiciones de funcionamiento debidas a variaciones en las características del dispositivo que se considera y de todos los otros dispositivos del equipo.

El fabricante de equipos debe realizar el diseño de forma que inicialmente y durante la vida del equipo no se sobrepase el valor máximo absoluto para la aplicación deseada en ningún dispositivo bajo las peores condiciones de funcionamiento, con respecto a las variaciones en la tensión de alimentación, ambiente, otros componentes del equipo, ajuste de los controles del equipo, carga, señal, o características del dispositivo que se considera o de todos los otros dispositivos del equipo.

La figura 1 muestra la distribución típica de la producción de diodos; $V_{R\ máx}$ es la máxima tensión continua inversa y su valor variará de un diodo a otro. Cuanto más elevado sea el valor nominal de la tensión inversa, el dispositivo *parecerá* ser mejor. Sin embargo, los diferentes sistemas de valores nominales darán diferentes valores de la tensión inversa continua con exactamente la misma distribución de la producción. Con el sistema de valores máximos absolutos, el valor nominal V_R de los datos publicados es $(V_{R\ máx})_{mín}$ de forma que todos los dispositivos serán capaces de soportar una tensión inversa de por lo menos el valor nominal $V_{R\ máx}$.

Si no se especifica el sistema de valores nominales, el usuario deberá comprobar con cuidado que los valores especificados no son solamente los típicos. Los valores típicos deberán reducirse antes de ser comparados con los valores especificados bajo el sistema de máximos absolutos. Sin embargo, la cantidad en que deberán ser reducidos los valores típicos no puede ser determinada completamente ya que depende de la separación de la distribución Gaussiana como la de la figura 1. Así pues, el usuario no puede tener una confianza completa incluso con los valores típicos reducidos. Por el contrario, con dispositivos especificados con el sistema de valores máximos absolutos, se puede tener una confianza absoluta en las características publicadas bajo las peores condiciones posibles.

Tipos de diodos rectificadores

Hay cuatro tipos principales de diodos rectificadores: de uso general, de avalancha, de recuperación rápida y de recuperación rápida pero suave. Los diodos de uso general (no de avalancha) no son satisfactorios cuando son sometidos a grandes transitorios de tensión inversa: pequeñas irregularidades en la unión pueden provocar una ruptura localizada, dando como resultado puntos calientes y por ello posibles daños al dispositivo. Un diodo de avalancha, sin embargo, puede soportar grandes transitorios de tensión inversa: se fabrican con una unión difundida uniformemente y cuando están sometidos a tensiones inversas se produce la ruptura en toda la unión al mismo tiempo, de forma que la corriente circula por toda el área de la unión. La figura 2 muestra la curva característica inversa del diodo de avalancha que muestra esta ruptura masiva.

Los diodos de recuperación rápida y de recuperación rápida pero suave pueden distinguirse por sus curvas características de recuperación inversa (figura 3). Cuando un diodo semiconductor ha estado conduciendo en sentido directo durante suficiente tiempo como para estabilizar su estado, no puede ser bloqueado en sentido inverso inmediatamente si se le aplica una tensión inversa: los portadores de carga minoritarios de la capa central del diodo tienen que ser eliminados por procesos de recombinación y de difusión. La extracción de esta carga

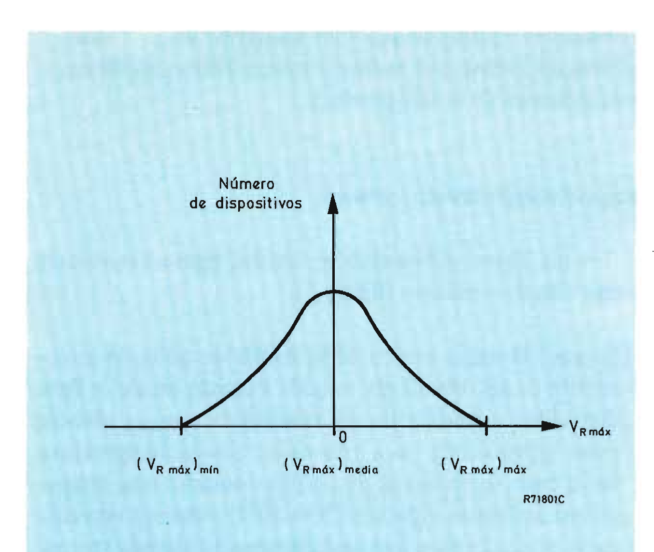


Figura 1. Distribución Gaussiana de las tensiones inversas de un diodo.

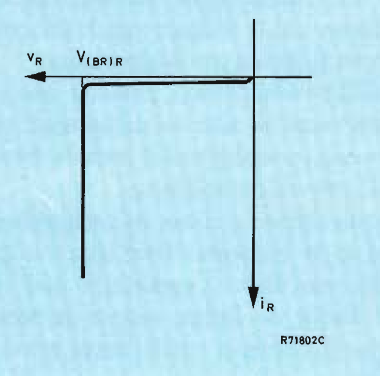


Figura 2. Característica inversa de un diodo de avalancha.

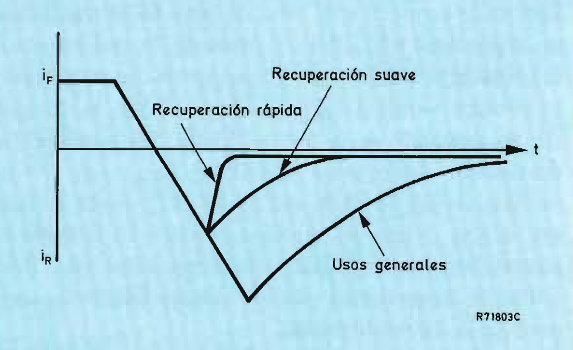


Figura 3. Características de recuperación inversa de un diodo.

toma la forma de una corriente transitoria inversa, y por lo tanto, no solamente existe un intervalo de tiempo antes de que el diodo se bloquee, sino también una corriente transitoria inversa, junto con la tensión de polarización inversa, que provoca la disipación adicional de potencia que reduce la eficiencia de la rectificación. Los dispositivos de recuperación rápida (o de acción brusca) reducen los efectos de esta extracción de la carga ya que la corriente transitoria inversa cae muy rápidamente (ver la figura 3).

Sin embargo, si la corriente de recuperación inversa cae demasiado rápidamente, se pueden producir interferencias de radiofrecuencia por conducción o radiación o se pueden generar elevadas tensiones en cualquier inductor en serie con el rectificador. En aplicaciones en las que este comportamiento es indeseable, se pueden utilizar diodos de recuperación suave. Con estos dispositivos, la corriente transitoria inversa cae rápidamente pero sin una característica brusca que da lugar a los problemas citados antes.

Datos de diodos rectificadores de uso general

Los datos publicados para todos los diodos rectificadores contienen información de los valores nominales de tensión y corriente, de las resistencias térmicas asociadas con el dispositivo y las características eléctricas.

Valores nominales de tensión

En los datos publicados se dan los siguientes valores nominales de tensión (véase la figura 4).

- V_{RSM}; tensión inversa de pico no repetitiva, que es el valor de pico de los transitorios de tensión no repetitivos. V_{RSM} deberá especificarse junto con la duración máxima del transitorio que puede ser manejado (normalmente $t < 10$ ms).
- V_{RRM}; tensión inversa de pico repetitiva, que es el valor de pico de los transitorios de tensión que tienen lugar cada ciclo. V_{RRM} deberá especificarse junto con el máximo factor de trabajo de los transitorios que pueden ser manejados.
- V_{RWM}; tensión inversa de pico de trabajo de la forma de onda idealizada de la red. Su valor es $V_{eficaz}\sqrt{2}$ para una alimentación monofásica.
- V_R; tensión continua inversa máxima.

Los datos publicados contienen los valores máximos de V_{RRM} y V_{RSM} que no deben ser sobrepasados si se tienen que evitar daños al dispositivo. Estos valores nominales están determinados parcialmente por la tensión inversa de ruptura $V_{(BR)R}$, y parcialmente por la energía

Figura 4. Diagrama de la forma de onda de tensión de un rectificador.

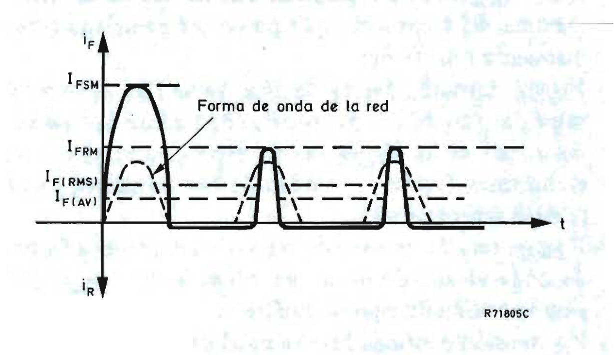


Figura 5. Diagrama de la forma de onda de corriente de un rectificador.

instantánea (producida por el aumento de la corriente inversa de fugas) que el diodo puede disipar sin un excesivo aumento de la temperatura.

Valores nominales de corriente

En los datos publicados se dan los siguientes valores nominales de corriente (figura 5).

– $I_{F(AV)}$; el valor medio de la forma de onda de la corriente de red idealizada tomada durante un ciclo. Para dispositivos montados en radiadores, $I_{F(AV)}$ deberá estar especificada para una determinada temperatura de la base de montaje. El radiador estará a una temperatura ambiente típica de 30 a 70°C y deberá especificarse el diodo para una realísticamente elevada temperatura de la base de montaje. Estos dispositivos están caracterizados usualmente para una $T_{mb} = 125°C$ y quizás a otra temperatura de la base de montaje (más baja). Un dispositivo puede tener un valor nominal de corriente artificialmente elevado si la temperatura de la base de montaje es engañosamente baja; estos valores no asociados con la temperatura de la base de montaje deberán ser tomados con desconfianza.
Los rectificadores de baja potencia que no necesitan ser montados en un radiador deben tener valores nominales de $I_{F(AV)}$ especificados para un determinado valor de la temperatura ambiente.
– $I_{F(RMS)}$; la corriente eficaz en conducción. Este valor nominal da la corriente eficaz máxima que el diodo puede manejar. Esto es importante para valores elevados del factor de forma, cuando la corriente eficaz mejor que la corriente media puede ser el valor nominal límite.
– I_{FRM}; corriente de pico directa repetitiva. Este valor nominal es el valor de pico admisible de la corriente repetitiva y depende del factor de forma y por lo tanto de la aplicación.
– I_{FSM}; corriente directa de pico no repetitiva (o inicial). Este valor nominal es el valor de pico de los transitorios no repetitivos admisibles y depende de la duración de la sobrecarga inicial. Los datos especifican normalmente el valor nominal I_{FSM} para $t = 10$ ms, la duración de un semiciclo de la red de 50 Hz. Sin embargo, los fabricantes americanos especifican I_{FSM} para $t = 8{,}3$ ms (un semiciclo de la red de 60 Hz), y por lo tanto los valores nominales iniciales americanos deberán ser adecuadamente reducidos (multiplicados por 0,83) antes de compararlos con los valores nominales europeos de la corriente inicial.
Los valores nominales de sobrecarga inicial dependen también de las condiciones bajo las que se producen: los valores nominales de I_{FSM} están especificados bajo las *peores condiciones posibles;* es decir, $T_j = T_{j\,máx}$

inmediatamente antes de la sobrecarga inicial, seguida por la reaplicación de $V_{RWM\ máx}$ inmediatamente después de la sobrecarga inicial. Una I_{FSM} engañosamente elevada podría ser especificada si, por ejemplo, $T_j < T_{j\ máx}$ antes de la sobrecarga inicial. Además, las normas DIN, por ejemplo, no exigen la reaplicación de $V_{RWM\ máx}$ después de la sobrecarga inicial.

- I^2t; la capacidad de sobrecarga inicial para los fusibles. Este valor nominal es necesario para elegir los fusibles que protegen los dispositivos contra corrientes excesivas producidas por condiciones de fallo. Así:

$$I^2t = \int i^2 dt,$$

$$= \left(\frac{I_{FSM}}{\sqrt{2}}\right)^2 \times 10^{-2}$$

(ya que I^2t está especificada normalmente para t = 10 ms).

Entonces el usuario iguala la mínima capacidad I^2t del dispositivo a la I^2t del peor caso a través de una gama de fusibles especificados nominalmente para obtener un fusible que protegerá al dispositivo bajo la peor condición posible.

Valores nominales de temperatura

En los datos publicados se dan dos valores nominales de temperatura.

- T_{stg}; la temperatura de almacenamiento. Se dan los valores máximo y mínimo de la temperatura a la que el dispositivo puede ser almacenado.
- T_j; la temperatura de la unión. Este es uno de los principales valores nominales de los semiconductores ya que limita la máxima potencia que un dispositivo puede manejar. El valor nominal de la temperatura de unión que se especifica en los datos publicados es el valor más elevado de la temperatura de unión a la que el dispositivo puede funcionar continuamente para asegurar una vida larga.

Como las técnicas de fabricación de semiconductores mejoran, los valores nominales de la temperatura de unión de algunos de los nuevos dispositivos pueden ser aumentados. Sin embargo, los valores nominales de la temperatura de unión no pueden ser especificados simplemente suponiendo que el usuario reducirá las características adecuadamente. Los mecanismos de fallo de los semiconductores dependen de la temperatura y el funcionamiento continuado a una temperatura artificialmente elevada $T_{j\ máx}$ puede conducir a una reducción de la vida.

Esta práctica es distinta de la reducción normal de los datos de un dispositivo semiconductor que un usuario puede decidir efectuar con el fin de aumentar la fiabilidad de un circuito.

Características térmicas

En nuestros datos se dan las siguientes resistencias e impedancias térmicas.

- $R_{th\ j\text{-}a}$; la resistencia térmica entre la unión del diodo y el ambiente (suponiendo que esté en el aire).
- $R_{th\ j\text{-}mb}$; la resistencia térmica entre la unión y la base de montaje del dispositivo.
- $R_{th\ mb\text{-}h}$; la resistencia térmica entre la base de montaje del dispositivo y el radiador (resistencia térmica de contacto).
- $Z_{th\ j\text{-}mb}$; la impedancia térmica transitoria entre la unión y la base de montaje del dispositivo. El valor que se da en los datos publicados es para condiciones no repetitivas y para una determinada duración del impulso. Bajo condiciones de impulsos, deben considerarse las impedancias más que las resistencias. Se permite una disipación de pico más elevada bajo condiciones de impulsos ya que los materiales del diodo tienen una capacidad térmica determinada, y por lo tanto la temperatura crítica de la unión no se alcanzará instantáneamente, aunque se disipe excesiva potencia en el dispositivo.

  Los datos publicados contienen generalmente gráficos de $Z_{th\ j\text{-}mb}$ en función del tiempo (en régimen no repetitivo) como la figura 6.

Hay que considerar los valores de las diversas resistencias térmicas entre la unión del diodo y los alrededores para asegurar que no se exceda el valor nominal de la temperatura de la unión.

El calor generado en un chip semiconductor fluye por diversas trayectorias hacia los alrededores. La figura 8 muestra las diversas resistencias térmicas que se deben tener en cuenta en este proceso. Sin radiador, la resistencia térmica entre la base de montaje y los alrededores es $R'_{th\ mb\text{-}a}$. Cuando se utiliza radiador, las pérdidas de calor directamente a los alrededores a través de la base de montaje es despreciable debido al valor relativamente elevado de $R'_{th\ mb\text{-}a}$ y por lo tanto:

$$R_{th\ mb\text{-}a} = R_{th\ mb\text{-}h} + R_{th\ h\text{-}a}. \qquad (1)$$

Cuando son adecuados, los datos publicados incluyen nomogramas de potencia como el de la figura 7. Estos nomogramas relacionan la potencia disipada en el diodo P, la corriente media directa $I_{F(AV)}$, la temperatura ambiente T_{amb}, y la resistencia térmica $R_{th\ mb\text{-}a}$, con el

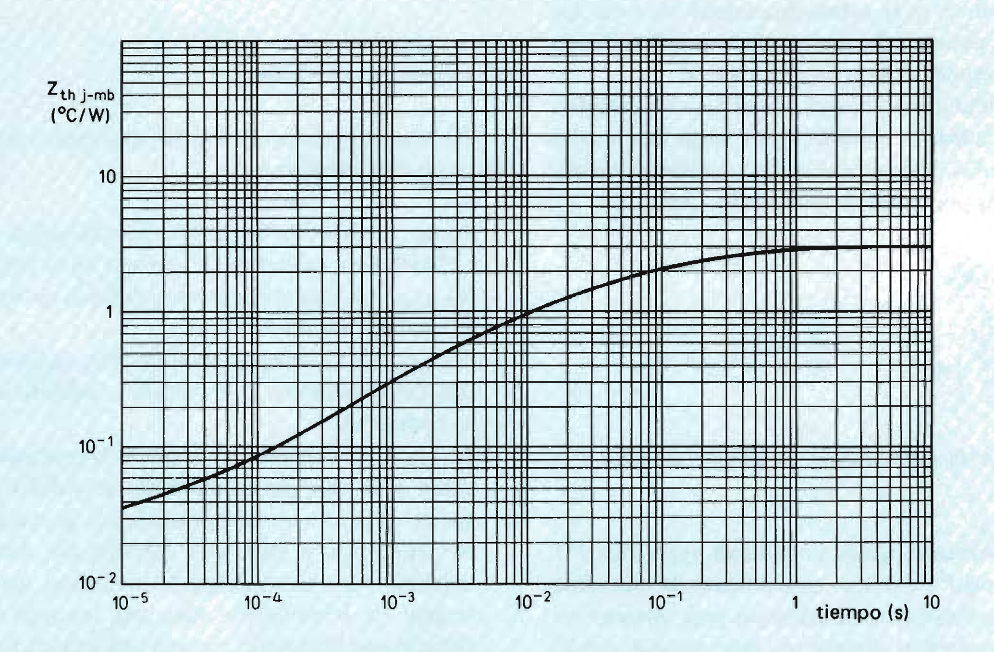


Figura 6. Impedancia térmica entre la unión y la base de montaje en función del tiempo.

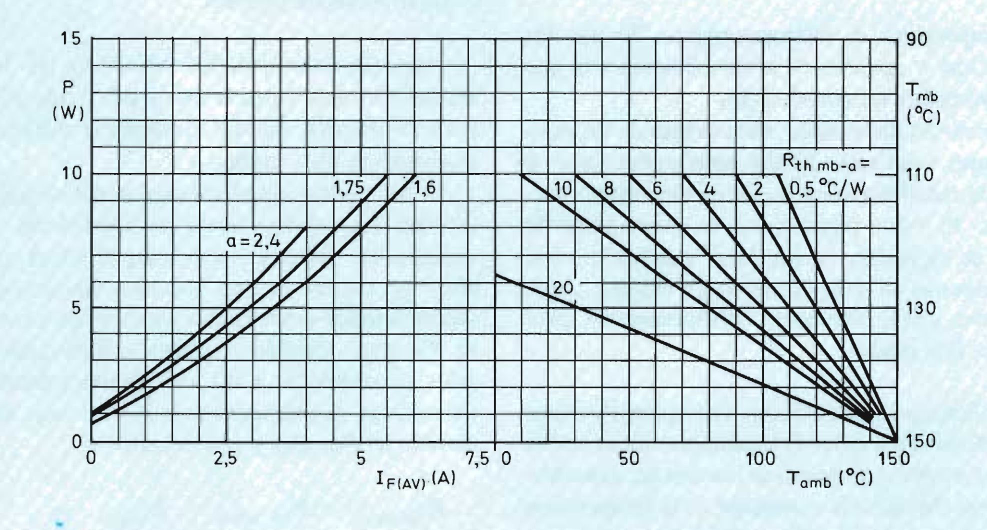


Figura 7. Nomograma para obtener el valor apropiado de la resistencia térmica entre la base de montaje y el ambiente para un valor determinado de la corriente directa media, del factor de forma y de la temperatura ambiente.

factor de forma como parámetro. Estos nomogramas permiten al diseñador decidir la disposición adecuada de montaje a partir de las condiciones bajo las que el diodo debe funcionar.

Normalmente, los nomogramas han sido diseñados para ser utilizados en aplicaciones con 50 Hz sinusoidales, con el siguiente procedimiento.

1. Determinar los valores de $I_{F(AV)}$ e $I_{F(RMS)}$ para la aplicación en cuestión.
2. Determinar el factor de forma que se expresa como:

$$a = \frac{I_{F(RMS)}}{I_{F(AV)}}. \qquad (2)$$

3. Partiendo del valor adecuado de $I_{F(AV)}$ en un nomograma como el de la figura 7, desplazar el punto verticalmente hasta cortar la curva correspondiente del factor de forma (interpolar si es necesario).
4. Esta intersección da la potencia disipada en el diodo en el eje de la izquierda del nomograma y la temperatura de la base de montaje del diodo en el eje de la derecha.
5. Desplazando horizontalmente desde esta intersección hasta el valor adecuado de la temperatura ambiente, se obtiene la resistencia térmica entre la base de montaje y el ambiente $R_{th\ mb\text{-}a}$.
6. Ahora se puede calcular la resistencia térmica del radiador $R_{th\ h\text{-}a}$ a partir de la ecuación (1) ya que la resistencia térmica entre la base de montaje y el radiador $R_{th\ mb\text{-}h}$ está dada en los datos publicados.

Ejemplo

Un diodo rectificador BYX38 (para el que se aplica la figura 7) funciona con una corriente directa media de $I_{F(AV)} = 4{,}3$ A y una corriente eficaz directa de $I_{F(RMS)} = 7{,}5$ A. La máxima temperatura ambiente prevista es $T_{amb} = 75°C$. La ecuación 2 da:

$$a = \frac{7{,}5}{4{,}3} = 1{,}74.$$

Así pues, la figura 7 da la potencia $P = 7{,}5$ W y la temperatura de la base de montaje $T_{mb} = 120°C$. Además, a esta potencia y a una temperatura ambiente de 75°C, la figura 7 da el valor de $R_{th\ mb\text{-}a} = 6°C/W$.

Los datos publicados dan el valor de $R_{th\ mb\text{-}h}$ (sin compuesto para radiadores) igual a 0,6°C/W y entonces la ecuación (1) da:

$$R_{th\ h\text{-}a} = 6 - 0{,}6$$

$$= 5{,}4°C/W.$$

Muchos diodos están destinados a aplicaciones especiales y los datos publicados para estos diodos incluyen nomogramas adicionales apropiados (para ser utilizados con ondas rectangulares, a las frecuencias de línea de TV, y otras). Sin embargo, el procedimiento de diseño es esencialmente el mismo.

Obsérvese que nomogramas como el de la figura 7 no proporcionan una potencia cero para una corriente directa igual a cero; esto es debido a que se ha previsto en el eje de potencia la disipación en el diodo para la máxima tensión inversa.

Características eléctricas

En los datos que se publican figuran las siguientes características eléctricas.

- V_F; la tensión directa. Esta característica se mide para determinados valores de la corriente directa y de la temperatura de la unión. La temperatura de la unión es generalmente baja ($T_j = 25°C$, por ejemplo) ya que éste es el peor de los casos, y la medida puede efectuarse mediante impulsos para evitar que la excesiva disipación de potencia dañe al dispositivo. Los datos publicados también contienen curvas de corriente directa en función de la tensión directa, normalmente para dos valores de la temperatura de la unión: 25°C y $T_{j\ máx}$ (véase la figura 9).
- I_R; la corriente inversa de fugas. Esta característica se mide para determinados valores de la tensión inversa y de la temperatura de la unión (normalmente $V_R = V_{RWM\ máx}$ y $T_j = 125°C$).

Datos adicionales para diodos de avalancha

Los datos publicados para diodos de avalancha contienen todos los valores nominales mencionados antes. Sin embargo, como estos dispositivos están destinados a funcionar en ruptura por avalancha, se proporcionan más características y curvas.

Valores nominales de disipación de potencia inversa

Se incluyen tres valores nominales de disipación de potencia inversa en los datos publicados de los diodos de avalancha.

- $P_{R(AV)}$; la disipación media de potencia inversa, que es el valor medio de la potencia inversa disipada en un diodo de avalancha que funciona en la región de ruptura en un período de 20 ms. Hay que especificar la temperatura de la unión.

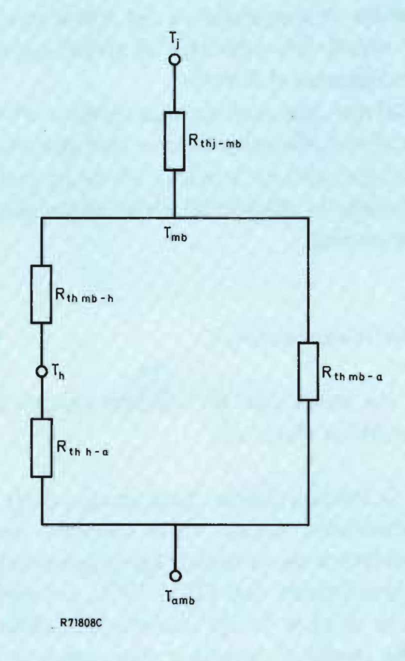


Figura 8. Trayectorias del flujo de calor.

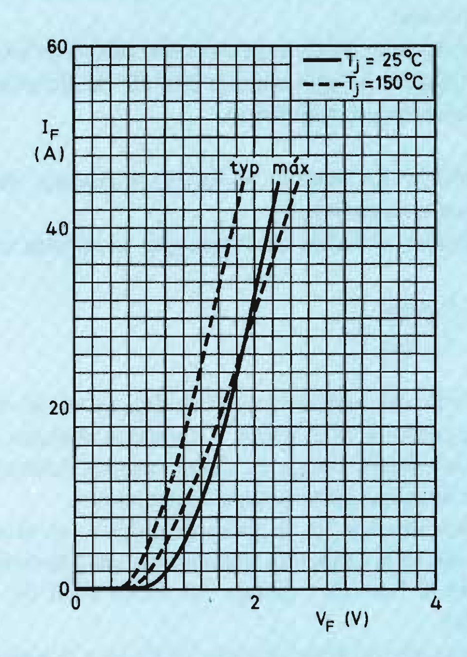


Figura 9. Característica directa de un diodo (corriente directa en función de la tensión directa).

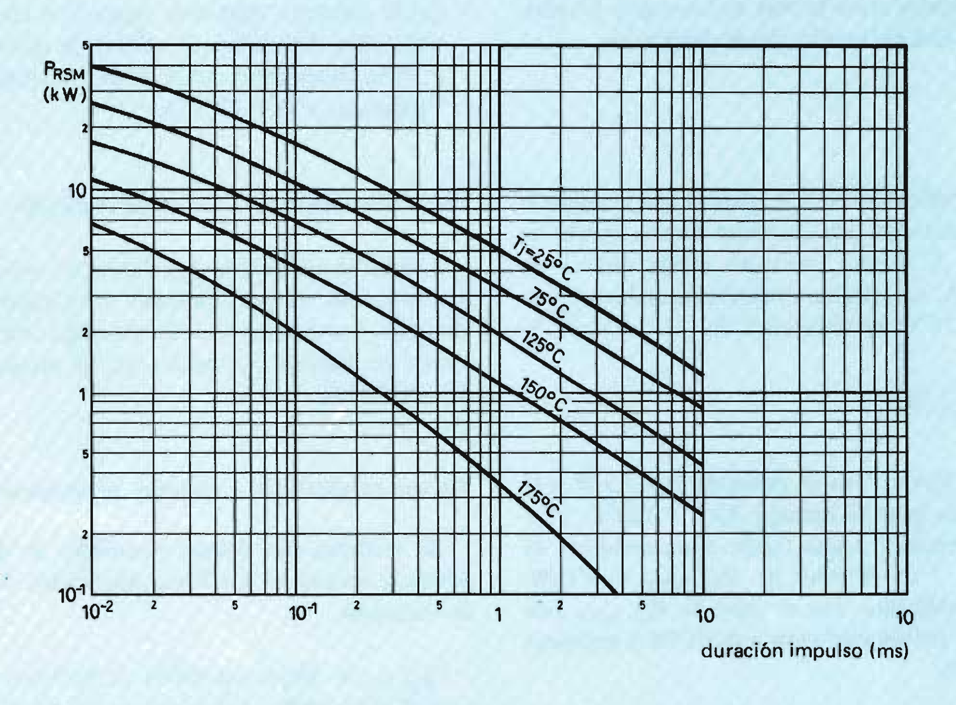


Figura 10. Disipación máxima de potencia de pico no repetitiva en función de la duración del impulso con la temperatura de la unión como parámetro.

– P_{RRM}; la disipación de potencia inversa de pico repetitiva, que es la amplitud máxima de un impulso rectangular de potencia disipado en un diodo de avalancha que funciona en la región de ruptura. Hay que especificar la duración del impulso, la frecuencia y la temperatura de la unión.

– P_{RSM}; la disipación de potencia inversa de pico no repetitiva, que es la amplitud máxima de un único impulso rectangular de potencia no repetitivo disipado en un diodo de avalancha que funciona en la región de ruptura. Hay que especificar la duración del impulso y la temperatura de la unión antes del impulso inicial. Los datos publicados contienen también curvas de P_{RSM} en función de la duración del impulso t con la temperatura de la unión como parámetro (véase la figura 10).

Características eléctricas

Aparte de la tensión directa máxima y de la máxima corriente inversa, se dan las tensiones máxima y mínima de ruptura inversa por avalancha $V_{(BR)R}$. Esta característica debe darse para valores determinados de la temperatura de la unión y de la corriente inversa.

Disipación de la potencia inversa

Tanto la disipación inversa de potencia como la reducción de temperatura necesaria para acomodar transitorios repetitivos en dirección inversa, deberán ser tomados en consideración para determinar la resistencia térmica necesaria del radiador en el que el diodo va a ser montado. Hay que seguir el siguiente procedimiento.

1. Utilizando un nomograma similar al de la figura 7, obtener la disipación de potencia excluyendo las pérdidas por avalancha.
2. Sumar la potencia inversa media transitoria; es decir, el producto del ciclo de trabajo por la potencia inversa transitoria de *pico*. La potencia inversa transitoria de pico es el producto de la corriente inversa de pico $I_{(BR)R\ máx}$ y la tensión máxima de avalancha $V_{(BR)R\ máx}$.
3. Sumar también la potencia directa transitoria media; es decir, el ciclo de trabajo multiplicado por la potencia de pico.
4. La suma de estos tres factores da la potencia efectiva total.
5. Utilizar este valor de la potencia total para obtener un valor de la temperatura de la base de montaje en el lado de la derecha del nomograma.
6. En los datos publicados se dan curvas como las de las figuras 11a ó 11b, de forma que el valor apropiado de la reducción de la temperatura ΔT pueda ser obtenido a partir de la potencia transitoria repetitiva de pico y de la duración del impulso. Obsérvese que estas curvas a veces están dibujadas con ΔT como parámetro.
7. Restar la reducción de temperatura ΔT del valor de la temperatura de la base de montaje obtenida antes.
8. Utilizar la temperatura de la base de montaje reducida y la temperatura ambiente conocida para obtener la resistencia térmica $R_{th\ mb\text{-}a}$ a partir del nomograma (figura 7). La resistencia térmica del radiador necesaria se puede calcular ahora utilizando la ecuación (1).

Datos adicionales para diodos de recuperación rápida

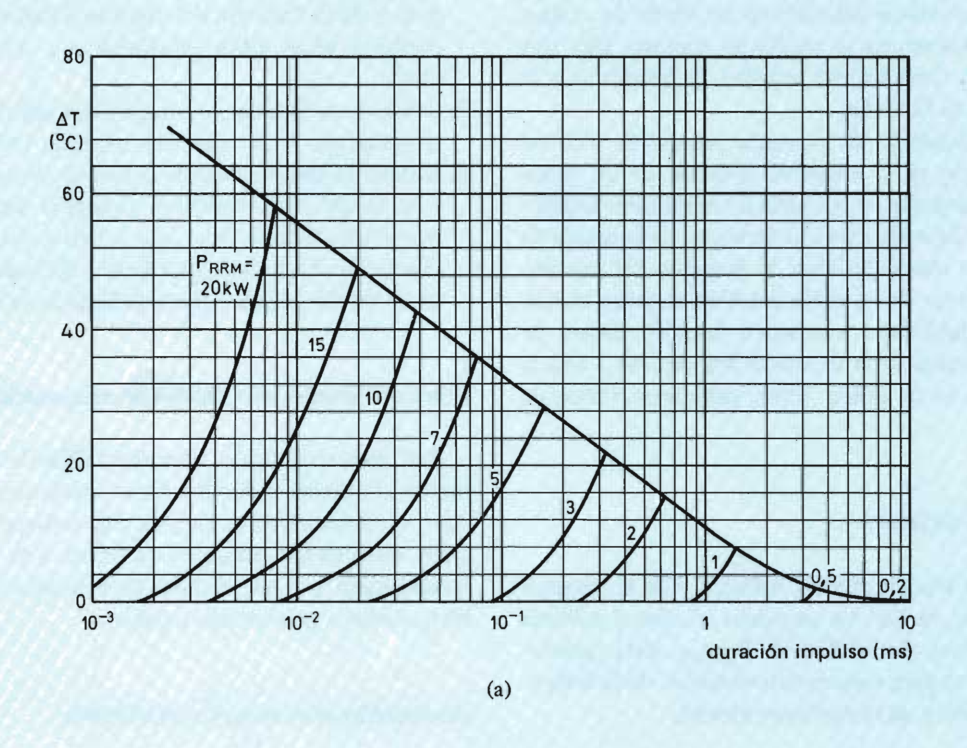
Los datos publicados para los diodos de recuperación rápida contienen todos los datos apropiados, características y curvas discutidas antes. Sin embargo, se proporciona información adicional referente a la velocidad de recuperación y a las pérdidas de conmutación adicionales que deben ser tenidas en cuenta.

Características de recuperación inversa

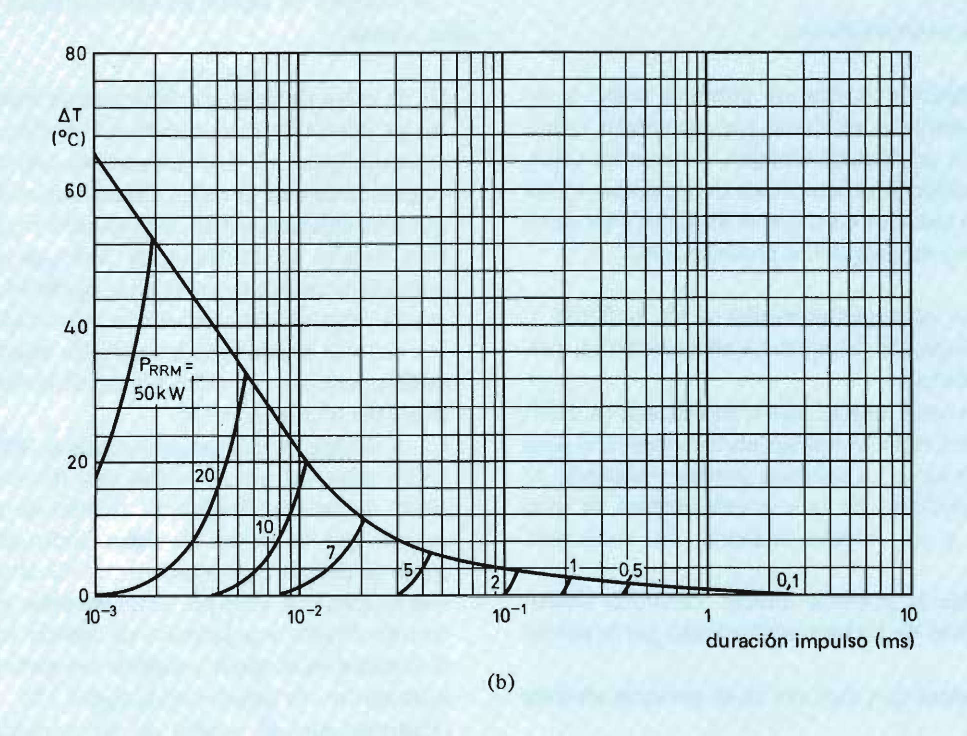
Se incluyen las siguientes características de recuperación inversa.

– Q_s, la carga almacenada. Esta se mide mediante el área de las curvas de la corriente en función del tiempo, como la figura 12. Los dispositivos con valores relativamente bajos de la carga almacenada son los preferidos para aplicaciones de conmutación rápida.
  Para ayudar al diseñador, se incluyen en los datos publicados curvas como la de la figura 14, que relacionan la carga almacenada con la velocidad de caída de la corriente directa con la corriente directa en estado estable para determinados valores de la temperatura de la unión como parámetro.

– t_{rr}, el tiempo de recuperación inversa. Este es el parámetro principal que se utiliza para determinar la velocidad de un rectificador. El tiempo de recuperación inversa que se da en los datos publicados se define como el tiempo que transcurre desde el instante en el que la corriente pasa por cero (de estar polarizado en sentido directo a polarizado en sentido inverso) hasta el instante en el que la corriente recupera el 10% de su valor inverso de pico (véase la figura 12).
  Obsérvese que el tiempo de recuperación inversa se puede definir como el tiempo que tarda la corriente en recuperar el 25% de su valor de pico inverso. Obviamente, tal definición dará como resultado tiempos de recuperación inversa más bajos. Otro punto a considerar es la división del tiempo de recuperación en dos



(a)



(b)

Figura 11. Disminución de la temperatura en función de la duración del impulso con la disipación de potencia de pico repetitiva como parámetro. (a) Impulso rectangular, f = 50 Hz; (b) impulso rectangular, f = 400 Hz.

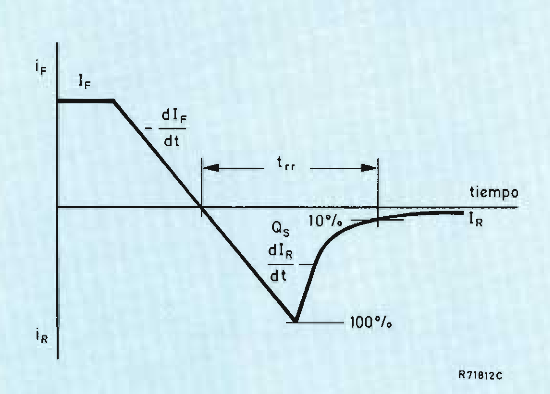


Figura 12. Característica de recuperación inversa de un diodo rectificador de recuperación rápida.

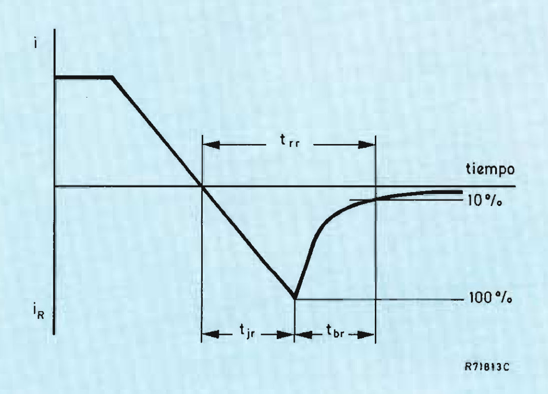
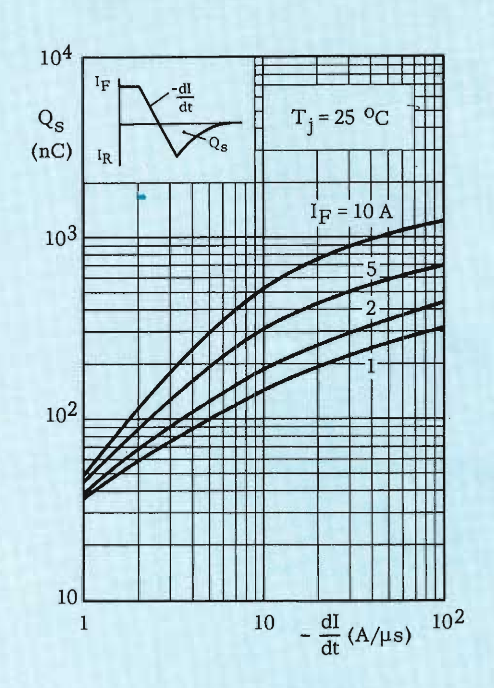


Figura 13. Subdivisión del tiempo de recuperación inversa t_{rr} en un tiempo de recuperación de la unión t_{jr} y un tiempo de recuperación de masa t_{br}.



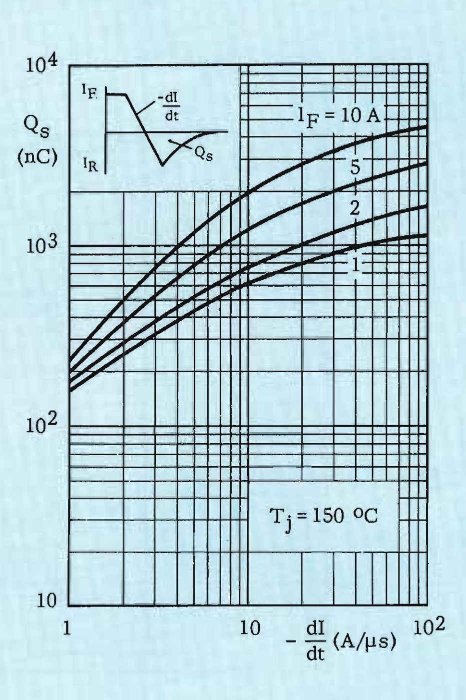
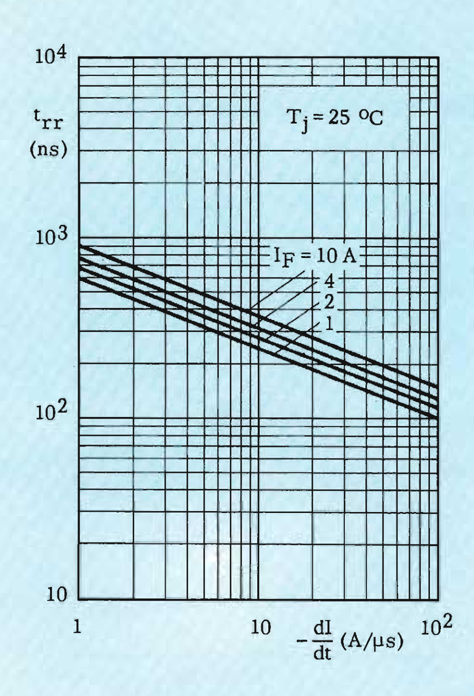


Figura 14. Carga almacenada en función de la velocidad de caída de la corriente directa, con la corriente directa como parámetro para dos valores de la temperatura de unión.



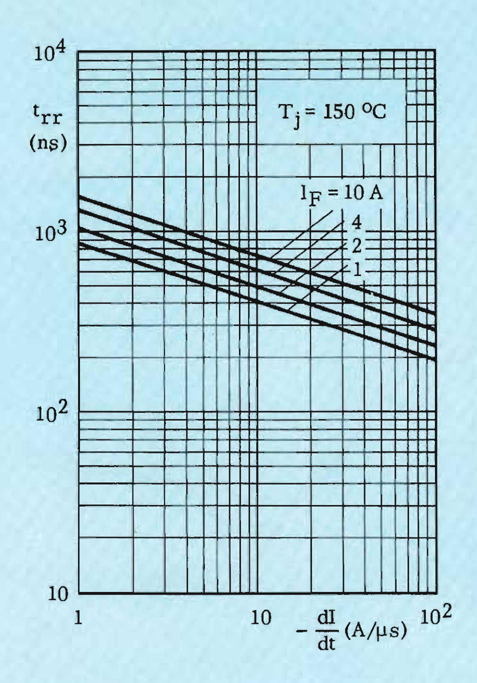


Figura 15. Tiempo de recuperación inversa en función de la velocidad de caída de la corriente directa con la corriente directa como parámetro para dos valores de la temperatura de unión.

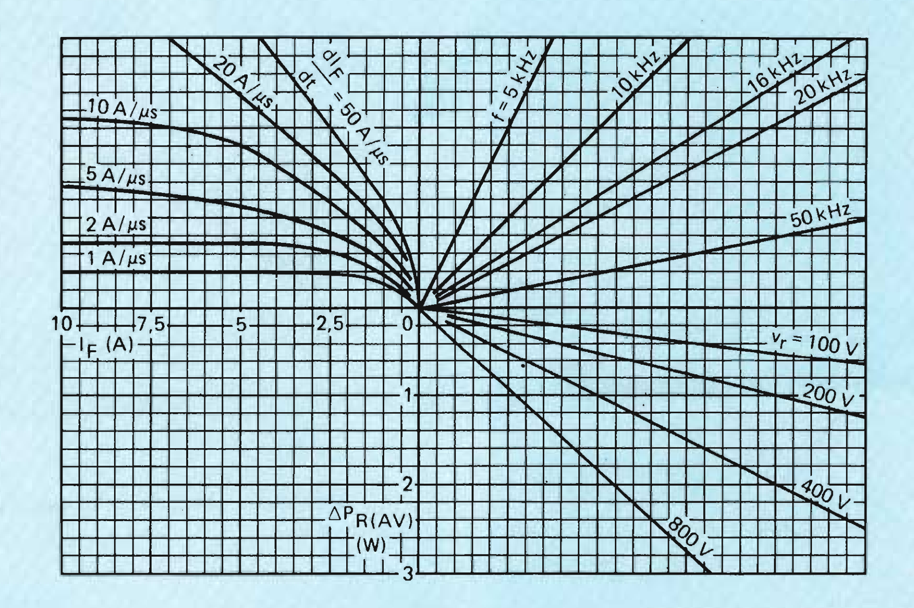


Figura 16. Pérdida de potencia $\Delta P_{R(AV)}$ provocada sólo por la conmutación (hay que sumarla a las pérdidas de potencia directa e inversa). I_F es la corriente directa justo antes del paso a bloqueo y $T_j = T_{j\ máx}$.

partes (figura 13). Estas son, el tiempo de recuperación de la unión t_{jr}, que es el tiempo que transcurre para que la corriente caiga desde cero a su valor inverso de pico, y el tiempo de recuperación de masa t_{br}, que es el tiempo que tarda la corriente inversa de pico para recuperarse hasta determinado tanto por ciento de su valor de pico (el 10% por ejemplo). Si se especifica solamente el tiempo de recuperación de masa, no se deberán comparar directamente con los tiempos totales de recuperación inversa t_{rr}.

Un valor del tiempo de recuperación inversa especificado aisladamente es poco utilizado ya que t_{rr} depende de las condiciones bajo las que se mide.

Los datos publicados especifican las siguientes condiciones para los valores de t_{rr}.

1. Corriente directa de estado estable I_F; las corrientes directas bajas reducen el tiempo de recuperación.
2. Tensión inversa de estado estable V_R; las tensiones inversas elevadas reducen el tiempo de recuperación.
3. Velocidad de caída de la corriente de ánodo $-dI_F/dt$; las velocidades de caída elevadas reducen el tiempo de recuperación pero aumentan la carga almacenada.
4. Temperatura de la unión T_j; las bajas temperaturas de la unión reducen tanto el tiempo de recuperación como la carga almacenada.

Los datos publicados incluyen gráficos como los de la figura 15 que muestran la relación entre el tiempo de recuperación inversa y la velocidad de caída de la corriente directa para determinados valores de la temperatura de unión como parámetro.

Obsérvese que el tiempo de recuperación inversa puede ser especificado bajo condiciones no realistas. Por ejemplo un valor bajo de la corriente directa antes del paso a bloqueo junto con un valor elevado de la tensión inversa reaplicada, puede dar a un dispositivo un valor muy bajo del tiempo de recuperación inversa, pero sólo bajo condiciones que difícilmente se encontrarán en la práctica.

Disipación de potencia inversa

La disipación total de potencia en los dispositivos de recuperación rápida se calcula de la misma manera que para los diodos de avalancha, excepto en la adición de la potencia media debida a la recuperación inversa que se obtiene de los nomogramas que se incluyen en los datos publicados como el de la figura 16.

Obsérvese que estos nomogramas se aplican solamente para funcionamiento con ondas cuadradas. La potencia perdida en funcionamiento con onda senoidal es considerablemente inferior debido a la velocidad mucho menor de cambio de la tensión aplicada.

Diodos de recuperación rápida y suave

La propiedad esencial de los diodos de recuperación rápida y suave es su característica sin acción brusca; es decir, la corriente de recuperación inversa no cae tan rápidamente como para dar lugar a efectos secundarios no deseables. Así, los datos de estos diodos deberán incluir una característica que sea una medida de la suavidad de la recuperación. Los datos publicados dan la pendiente máxima de la corriente de recuperación inversa dI_R/dt (véase la figura 12).

El tiempo de caída t_f puede ser utilizado como medida de la suavidad de la recuperación; el tiempo de caída puede ser definido, por ejemplo, como el tiempo que tarda la corriente en caer desde el 90 al 10% de su valor de pico inverso. Sin embargo, un tiempo de recuperación relativamente largo no implica necesariamente que en el mismo punto durante la recuperación, la corriente no caiga muy rápidamente. Solamente si se da la máxima pendiente de la corriente de recuperación inversa, el usuario puede estar seguro de que un diodo no tiene una característica de acción brusca.

Resumen

Se ha demostrado que los datos publicados de un dispositivo deben incluir gran cantidad de información ya que los datos no sólo describen el funcionamiento del dispositivo sin ambigüedades, sino que también ayudan al usuario a lograr un diseño fiable y eficiente.

Las características y los valores nominales son raramente utilizables si están especificados sin que se establezcan las condiciones con las que se aplican, o si están especificados en condiciones no reales. Además, muchos dispositivos están diseñados para aplicaciones específicas y sus datos han de estar dados a la medida de las aplicaciones que cubren y para las que estos dispositivos van a ser usados.

AMPLIFICADORES DE POTENCIA DE AUDIO HIBRIDOS



Los amplificadores de potencia de audio híbridos en película delgada, OM931 y OM961 permiten entregar desde 30 vatios hasta más de 60 vatios. Estos módulos ofrecen las máximas posibilidades de diseño con respecto a amplificación, rechazo de rizado, estabilidad para cargas complejas, etc. Los amplificadores incorporan protección contra cortocircuitos (SOAR protegido). Diseñados especialmente para obtener baja distorsión de armónicos y transitorios. Resistores ajustados para obtener un mejor rendimiento en un amplio margen de temperatura.

			OM 931		OM 961		
Tensión alimentación	V_s	típ.	± 23	± 26	± 31	± 35	V
Corriente alimentación	I_{tot}	típ.	80		100		mA
Potencia de salida sinusoidal para $d_{tot} < 0{,}2\%$, f = 20 Hz a 20 kHz							
$R_L = 4\,\Omega$	P_o	>	30	–	60	–	W
$R_L = 8\,\Omega$	P_o	>	–	30	–	60	W
Distorsión armónica total para							
P_o = 1 W; f = 1 kHz		típ.	0,02		0,02		%

Transmisión de datos: segunda parte

La primera parte de este artículo se publicó en Revista Miniwatt, volumen 18, N.° 4. En esta segunda parte se estudian los modems (moduladores/demoduladores), las formas de transmitir datos y las técnicas de modulación.

MODEMS

Un modem es un dispositivo que convierte los datos digitales de un ordenador o de un terminal en una señal portadora modulada necesaria para ser transmitida por un canal de comunicación. Existe un modem en cada terminal del canal, como se muestra en la figura 3. Los modems se conocen también como conjuntos de datos y están diseñados para tipos especificados de servicio y para anchos de banda y velocidades de transmisión concretos.

Estos modems aceptan una entrada en serie de impulsos binarios del emisor y dan una salida binaria en serie al receptor. En este artículo no se consideran los modems de entrada en paralelo (usados normalmente para transmisión con cinta de papel) y las máquinas de entrada analógica (empleadas principalmente para transmisión facsímil). Los tres tipos de modems que se consideran son: de corto alcance, de banda ancha y de señal sonora. En la tabla 3 se da una clasificación de los tipos.

Los modems de corto alcance funcionan sobre distancias relativamente cortas (generalmente menores que 10 millas) en conductores sólidos, sin limitación de ancho de banda y en líneas sin carga. En algunos casos, no son realmente modems (es decir, moduladores-demoduladores) y se denominan más correctamente excitadores y receptores de línea que transmiten y reciben datos digitales. A pesar de que la línea de transmisión debe elegirse con cuidado, el coste puede ser a veces la décima parte que el de un modem para señales sonoras para la misma velocidad de transmisión. Otras ventajas son una mayor velocidad y una fiabilidad y mantenimiento mejorados.

Los modems de banda ancha trabajan sobre medios de transmisión telefónica a velocidades comprendidas entre los 19,2 k bps y los 230,4 k bps. Este conjunto de datos alimentado casi exclusivamente por la portadora común, necesita el ancho de banda de 6 a 60 dedicado a canales sonoros.

Las líneas telefónicas con un ancho de banda de 2700 Hz (300 a 3.000 Hz) son el medio más empleado para la transmisión de datos. *Un modem de señal sonora,* diseñado para ser empleado en estas líneas, deberá elegirse según el tipo de función a realizar, de la velocidad de transmisión requerida y del nivel de error que se acepte. Existen dos grandes tipos de modems de señal sonora:

1. *Unidades asíncronas* que funcionan con una velocidad máxima de datos de 1.800 bps sobre una línea patrón y 2.000 bps sobre líneas de alquiler condicionado. Los acopladores acústicos son modems asíncronos de 600 bps diseñados para uso en una línea patrón.
2. *Unidades síncronas* que funcionan con una velocidad máxima de 4.800 bps sobre una línea patron y de 9.600 bps sobre líneas en alquiler condicionado.

Transmisión asíncrona y síncrona

Los datos *asíncronos* están producidos típicamente por terminales de baja velocidad con velocidades de transmisión de bits inferiores a 1.200 bps. En los sistemas asíncronos (figura 4a), la línea de transmisión está en estado 1 (ALTO). Cada uno de los caracteres que se

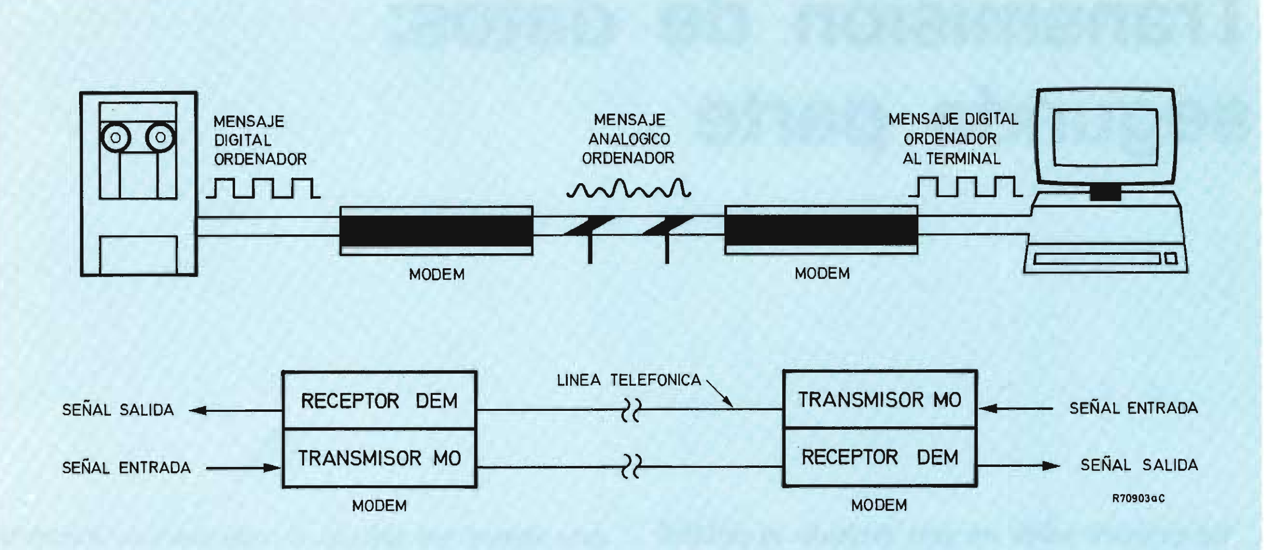


Figura 3a. Transmisión analógica empleando modems.

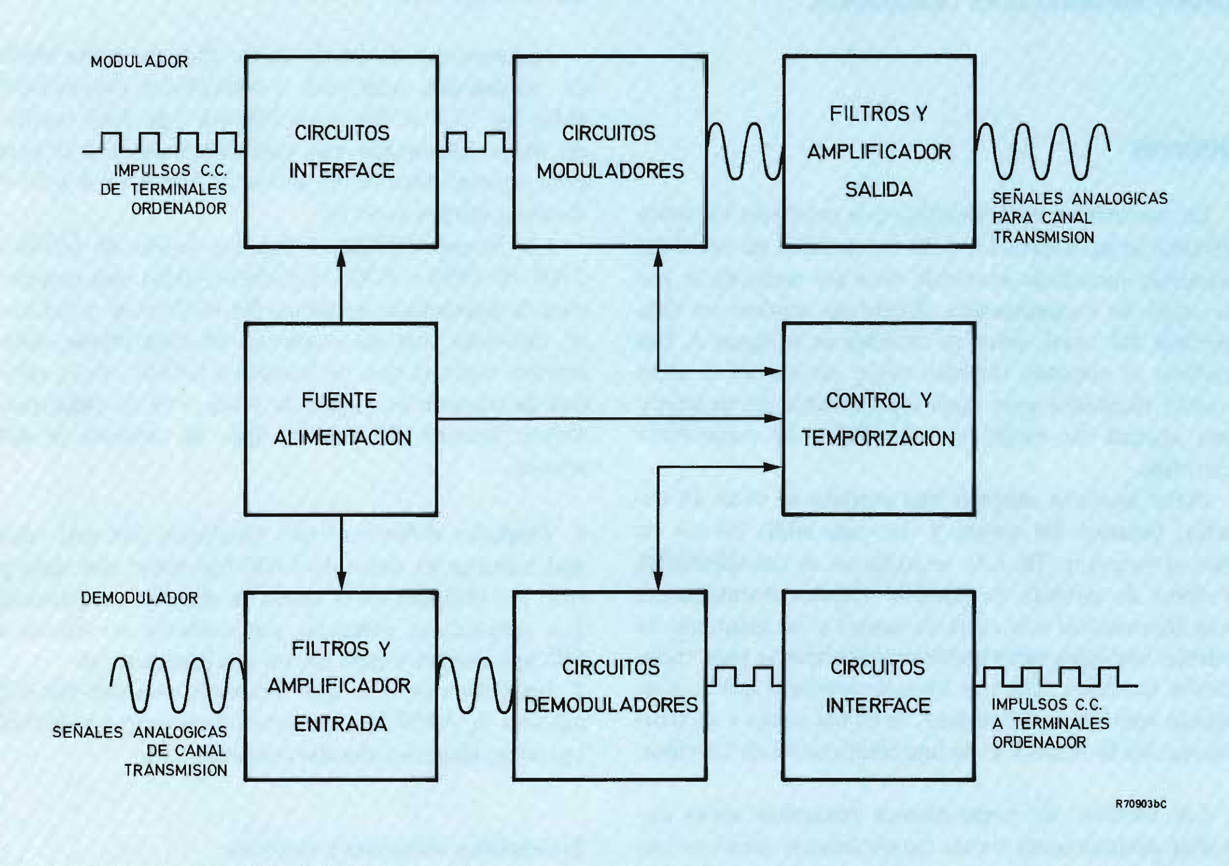


Figura 3b. Diagrama de bloques en un modem.
Funcionalmente, un modem está dividido en dos bloques lógicos: el modulador (parte superior de la figura) y el demodulador (parte inferior). El modulador acepta entradas digitales de dispositivos tales como ordenadores y terminales remotos y convierte las tensiones de impulsos cuadrados de c.c. en tensiones analógicas, señales de audio que son transmitidas por el canal de transmisión. En el otro extremo del canal, el demodulador de un segundo modem convierte de nuevo las señales analógicas en salidas digitales.

transmiten está precedido por un bit de inicialización o transición de ALTO a BAJO (estado 0), que indica al receptor que se está transmitiendo un carácter. El receptor detecta el bit de inicialización así como todos los bits de datos que forman el carácter. Al final de la transmisión del carácter, la línea vuelve al estado ALTO mediante uno o varios bits de parada y se prepara para la recepción del siguiente carácter. Un carácter asíncrono tiene una longitud que depende del código de información empleado: cinco bits para el codigo Baudot, siete para el código ASCII (más un bit opcional de paridad) y ocho para el EBCDIC. Este proceso se repite carácter a carácter hasta que se ha enviado el mensaje completo. Los bits de inicialización y de final de carácter permiten la sincronización del terminal de recepción con el de transmisión, al hallarse al principio y al final respectivamente, de cada carácter.

La transmisión *síncrona* (figura 4b) emplea un reloj interno en el modem para sincronizar el transmisor y el receptor. Una vez que el terminal de recepción ha captado la presencia de un caracter de sincronización (SIN), la transmisión de datos se efectúa caracter a caracter sin la intervención de los bits de inicialización y de final de caracter. El flujo entrante de bits de datos se interpreta en base al reloj receptor incorporado en el modem. Este reloj solamente funciona a partir de los datos recibidos a través de un PLL (Phase Locked Loop). El receptor acepta los datos del modem hasta que detecta un caracter especial de final de transmisión, instante en el que se da por finalizada la transmisión.

El bloque de información que normalmente se compone de uno o dos caracteres de sincronización, cierto número de caracteres de datos y de control (típicamente entre 100 y 10.000), un caracter de final de transmisión y uno o dos caracteres de control de error. Entre mensajes, la línea de transmisión puede estar recibiendo tan sólo caracteres SIN o mantenerse en estado "1".

Obsérvese que los modems síncronos pueden emplearse para transmitir datos síncronos y viceversa, los modems asíncronos se pueden emplear para datos síncronos si el terminal de recepción puede obtener la señal de reloj a partir de los datos.

La transmisión asíncrona es muy útil cuando la transmisión es irregular (por ejemplo, la producida por una velocidad de mecanografía manual). También resulta económica debido a la sencilla lógica de interface y circuitería requerida. Por otra parte, la transmisión síncrona hace mejor uso de los modems de transmisión al eliminar los bits de inicialización y de final en cada caracter. Además, los datos síncronos son adecuados para modulación a distintos niveles, la cual combina dos o cuatro bits en un elemento de señal (baud). Esto facilita la obtención de velocidades de transmisión de 4,8 k bps ó 9,6 k bps en un ancho de banda de 2,4 kHz. Los modems síncronos ofrecen mayores velocidades de transmisión, pero son más caros debido a que necesitan una sincronización precisa entre reloj y dato.

Circuito de acceso directo (DAA)

El empleo de modems en los medios de línea patrón de las compañías telefónicas requiere que el usuario acople su modem a la línea con un circuito de acceso directo (DAA) (Direct Acces Arrangement). Este dispositivo, que el usuario puede alquilar a la compañía telefónica limita la potencia de señalización del modem adquirido de manera que no excedan las restricciones del nivel de potencia del canal de comunicación. Sin el empleo del circuito de acceso directo, el exceso de potencia podría dar lugar a interferencias.

Los modems alquilados a las compañías telefónicas o los modems empleados en las líneas en alquiler no necesitan circuitos de acceso directo. Los acopladores acústicos (modems asíncronos de baja velocidad que están conectados acústicamente a la línea de transmisión mediante el aparato telefónico) no necesitan un circuito de acceso directo separado. Mientras que su velocidad esté limitada a unos 600 bps, estos dispositivos ofrecen al usuario la ventaja del bajo coste y fácil manejo.

Técnicas de modulación

El empleo de redes patrón o de líneas en alquiler depende en gran parte de la forma cómo el modem modula los datos antes de introducirlos en la línea telefónica. Algunas técnicas de modulación permiten velocidades de transmisión más elevadas que otras. Todas las técnicas de modulación afectan directamente a la máxima velocidad de transmisión de datos y a la formación de error.

Las tres formas básicas de modulación son: modulación por variación de frecuencia, modulación de amplitud y modulación de fase. En la figura 5 se ilustran estas tres técnicas de modulación.

Modulación por variación de frecuencia (FSK)

En este sistema, la frecuencia de la portadora (por ejemplo 1.700 Hz) es modulada 500 Hz por encima y por debajo de manera que represente los estados binarios "1" y "0". Así, una frecuencia de 1.200 Hz representa un "0", mientras que una frecuencia de 2.200 Hz representa un "1". Las técnicas de modulación por variación de frecuencia son muy adecuadas para dispositivos de baja velocidad tales como teleimpresoras, y permiten trabajar con velocidades del orden de 1.800 bps.

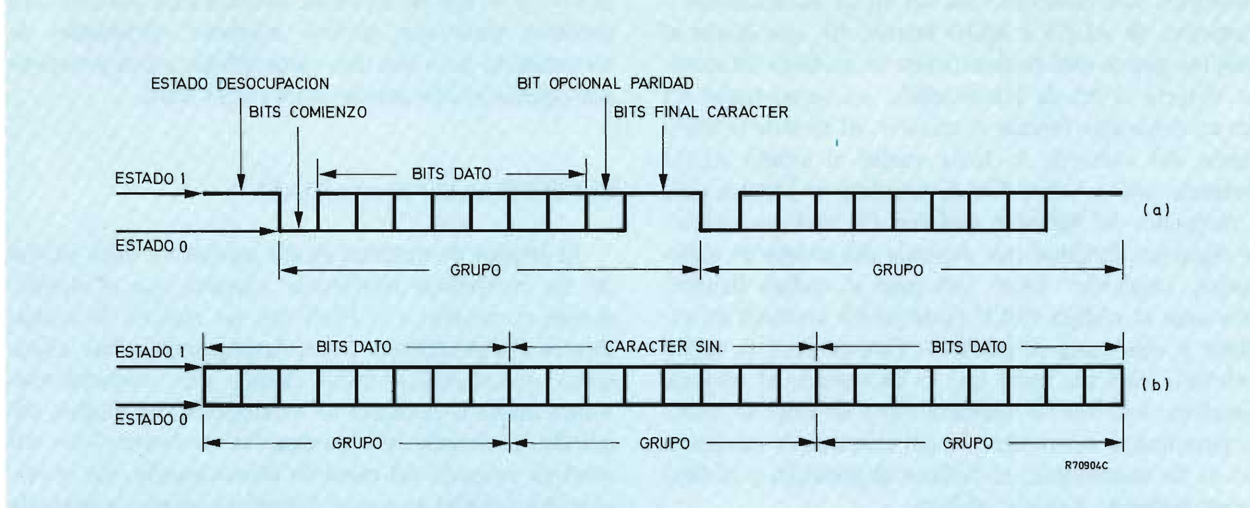


Figura 4. Tipos de transmisión. (a) Asíncrona. (b) Síncrona.
La elección del modem de temporización apropiado depende directamente de la aplicación. La transmisión asíncrona (a) se utiliza mucho para comunicaciones hombre-máquina, mientras que la transmisión síncrona (b) ofrece la elevada velocidad necesaria para comunicación máquina-máquina.

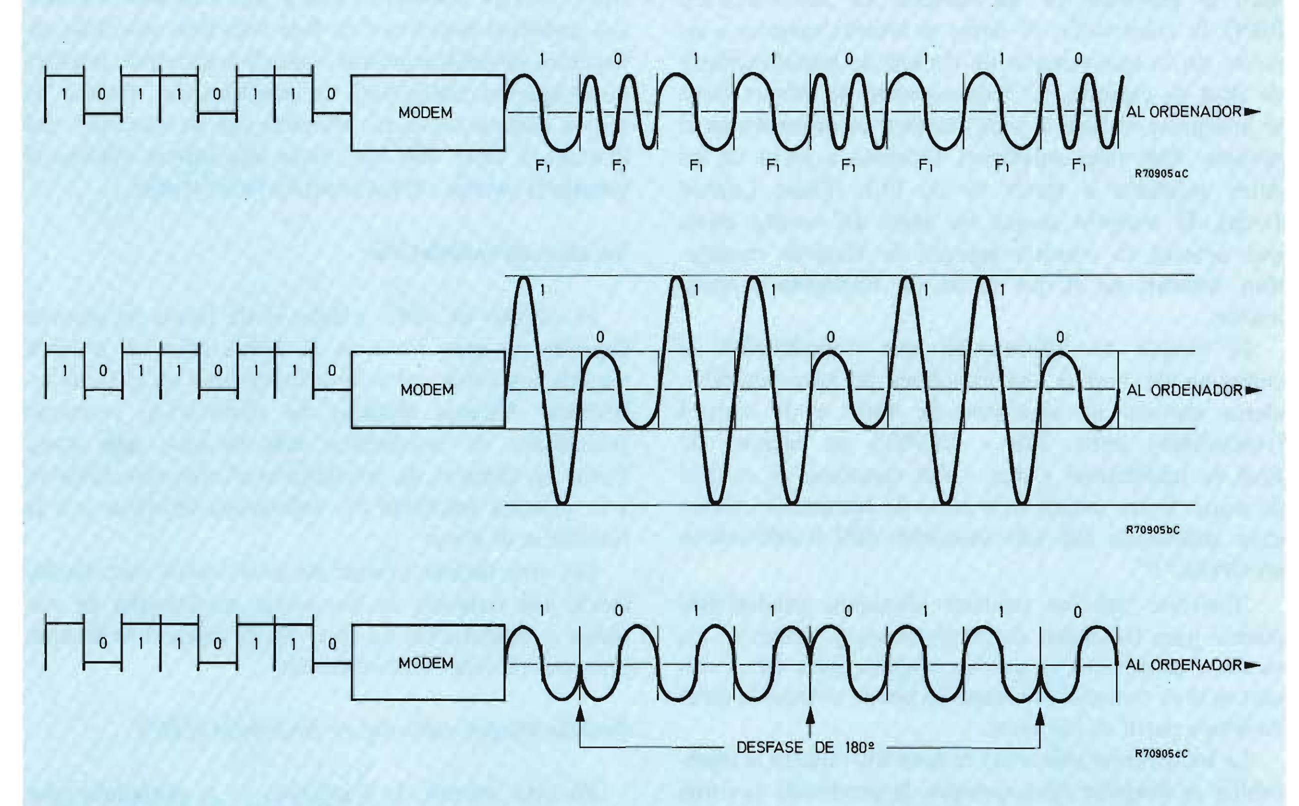


Figura 5. Técnicas de modulación.
(a) Modulación por variación de frecuencia (FSK): una señal digital (izquierda) recibida por el modem es desplazada en frecuencia para representar un estado binario "1" y un estado "0", el "1" binario está representado por una frecuencia de 2200 Hz (F_1); el "0" binario está representado por una frecuencia de 1200 Hz (F_2). Debido al tiempo que se necesita para desplazar una frecuencia a otra, generalmente dos es el número máximo utilizado.
(b) Modulación de amplitud (AM): las señales digitales son moduladas en amplitud por modems que utilizan esta técnica. En cada caso, el "1" binario está representado por una amplitud de la señal portadora (A_1); el "0" binario por otra (A_2).
(c) Modulación por variación diferencial de fase (DPSK): en esta técnica, si se encuentra un desplazamiento de fase de 180°, el modem receptor asigna un valor binario "0"; en todos los otros instantes se considera el valor binario "1".

Modulación de amplitud (AM)

La modulación de amplitud permite que un modem transmita y reciba los equivalentes analógicos de los estados binarios "1" y "0". En esta técnica se varía la amplitud de la frecuencia de la portadora de línea. Se pueden lograr diferentes niveles de modulación de amplitud, permitiendo enviar el doble de datos en el mismo instante de tiempo. Tanto la modulación de amplitud como la modulación por variación de frecuencia son totalmente adecuadas para la transmisión de datos. Sin embargo, la transmisión por variación de frecuencia tiene una ventaja sobre la modulación de amplitud en cuanto al nivel de ruido, mientras que esta última permite un mejor empleo del ancho de banda disponible.

Modulación de fase (PM)

Estos modems generalmente están descritos en términos del número de desplazamientos de fase generados y funcionan a velocidades de 2.000 bps y superiores. En esta técnica, la señal transmitida es desplazada en cierto número de grados como respuesta a los bits que vienen del terminal u ordenador. Por ejemplo, en un modem de modulación de fase de dos fases, si la señal analógica generada por el modem transmisor está desplazada 180° se indica un estado binario "1" (o "0" si se desea). Si no existe desplazamiento, entonces la señal será interpretada como una serie de ceros (o unos) hasta que se detecte un desfase. Generalmente, los modems de modulación de fase operan en cuatro y ocho fases, permitiendo enviar el doble o triple de datos en el mismo ancho de banda. La mayoría de los modems de 4.800 bps y 9.600 bps utilizan modulación de fase.

Aplicaciones de los modems de señal sonora

Las aplicaciones típicas de los modems asíncronos de baja velocidad (de 0 a 2.000 bps) incluyen tiempo compartido y teleimpresoras o terminales con tubo de rayos catódicos de sistemas de ordenadores.

La mayoría de los modems de velocidad media son síncronos y operan en un margen de velocidades comprendido entre 2.000 y 4.800 bps sobre líneas patrón o en alquiler. Generalmente son utilizados en sistemas patrón de dos cables empleando unidades de cintas magnéticas o en sistemas de cuatro cables.

Los modems síncronos de alta velocidad funcionan en un margen de velocidades entre 4.800 y 9.600 bps en circuitos en alquiler. A estas velocidades, se debe prestar especial atención al acondicionamiento y a la ecualización. Los modems de elevada velocidad se emplean típicamente en aplicaciones de multiplexado, en los sistemas de reserva de compañías aéreas y en aplicaciones terminal-ordenador de alta velocidad. En la tabla 4 se da una lista de los modems de señal sonora.

Acondicionamiento y ecualización

Al enviar los datos en forma de señales analógicas por el canal que une los modems, estos sufren los efectos del retardo de la envolvente y de la distorsión de amplitud. Las señales de diferentes frecuencias son retardadas o atenuadas en diferentes proporciones a medida que son transmitidas. Para compensar estos efectos se pueden emplear dos técnicas: acondicionamiento de la línea y ecualización del modem.

El acondicionamiento se refiere al proceso por el cual la compañía telefónica mantiene la calidad de una línea específica, alquilada privadamente a una cierta normalización de la distorsión de retardo permisible y de la atenuación de señal.

La ecualización se refiere a la compensación de la amplitud y de la distorsión de la envolvente de la línea por retardo. A veces no se necesita ecualización en modems de baja velocidad acoplados a una línea en alquiler ya que es suficiente el acondicionamiento mínimo de la línea. Sin embargo, si se emplean modems de alta velocidad (4,8 k y 9,6 k bps) se requiere acondicionamiento y ecualización. Los modems utilizados para transmisión de elevada velocidad sobre la red patrón deben tener ecualización, ya que nunca es exactamente cierto que utilizarán la línea telefónica desacondicionada.

Línea de transmisión y modem compartido

Cuando se necesitan varios dispositivos de entrada/salida en uno de los extremos de la línea de transmisión, se puede emplear un multiplexor o un modem compartido para reducir los costos de transmisión, manteniendo una sola línea.

Los multiplexores toman las entradas de baja velocidad de un cierto número de terminales y las combinan en una sola secuencia de datos de elevada velocidad para transmisión simultánea en un sólo canal, generalmente una línea telefónica en alquiler duplex de cuatro hilos. En el otro extremo de la línea, un segundo multiplexor (en realidad un demultiplexor) reconvierte la secuencia de datos de alta velocidad en una serie de entradas de baja velocidad para el ordenador patrón. El canal queda dividido en una serie de espacios equidistantes en el tiempo (Time Division Multiplexing (TDM)) o en bandas de frecuencia (Frecuency Division Multiplexing (FDM)). Hasta 12 ó 24 dispositivos pueden compartir una línea con FDM ó TDM respectivamente.

Una *unidad de modem compartido* (Modem Sharing

Unit (MSU)) permite que hasta seis terminales compartan un mismo modem. Las unidades MSU son particularmente importantes en redes que necesitan grupos de terminales en lugares remotos, debido a que el número de modems y de líneas de transmisión es reducido.

Los modems multi-puerta son unidades que pueden dividir un canal de alta velocidad (por ejemplo, 9.600 bps) en varios canales de velocidad media (por ejemplo, en cuatro de 2.400 bps, o dos de 2.400 y uno de 4.800 bps, o dos de 4.800 bps, uno de 2.400 bps y uno de 7.200 bps). Esto permite que 2, 3 ó 4 terminales de velocidad media compartan una línea de 9.600 bps.

Un *miniplexor* es un dispositivo que efectúa la división del canal por DDS así como por una sola línea en alquiler. Un biplexor divide datos de 19,2 k bps en dos grupos de 9,6 k bps que pueden ser transmitidos sobre dos canales duplex condicionados. Con ello se elimina la necesidad de un canal de banda ancha para enviar y recibir datos de 19,2 k bps.

Una *unidad de puerta compartida* (Port Sharing Unit (PSU)) se conecta a un controlador de comunicación o CPU y transmite o recibe datos desde dos a seis terminales o modems. Menos económico que un multiplexor, el PSU reduce el número de puertas del controlador en una configuración de transmisión de datos y aumenta la eficacia de las puertas conectadas. ■

Tabla 3. *Categorías de los modems normalmente disponibles.*

tipo de modem	canal de comunicación	velocidad de datos (bits por segundo)	aplicación
corto alcance	19,2 K, 1 M	línea privada línea en alquiler[1]	distancia limitada (10 millas)
banda ancha			
grupo medio	8803	19,2 K	multiplexado de línea telefónica de gran volumen, enlace ordenador-ordenador
super grupo	5700 (TELEPAK)[2]	230,4 K	
grupo	8801	40,8 K, 50 K	
señal sonora			
síncrono de alta velocidad	línea en alquiler	4,8 K, 7,2 K, 9,6 K	
síncrono de velocidad media	línea en alquiler línea patrón	2 K, 2,4 K, 3,6 K 4,8 K[3]	terminal ordenador, adquisición datos y control procesos, colección datos
asíncrono de baja velocidad	línea patrón línea en alquiler	1,2 K 1,8 K	

Notas:
[1] No debe estar cargada sin señal portadora.
[2] También puede unir líneas de ancho de banda más pequeño.
[3] Utiliza ecualizador ajustable.

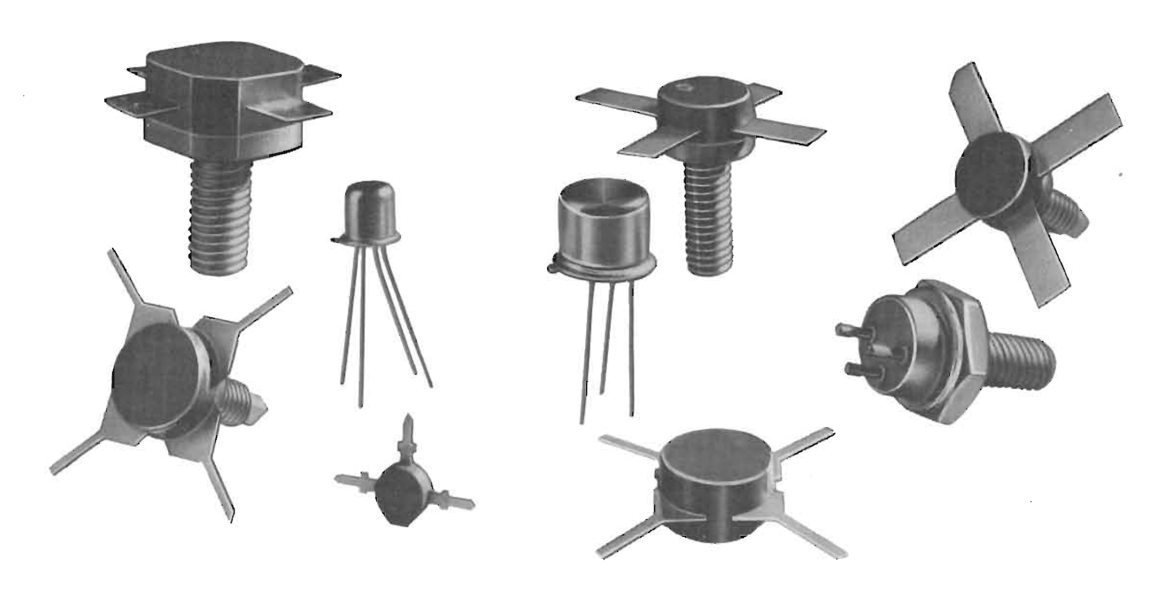
Tabla 4. *Propiedades de los modems de señal sonora.*

Designación llamada	Línea	Modo funcionamiento	Sincronización	Modulación	Máx. velocidad datos (bps)	Comentarios
103A, A3, E	Patrón	FDX	Asíncrono	FSK	300	Originar/ Responder
103F	En alquiler de dos hilos	FDX	Asíncrono	FSK	300	Originar/ Responder
113A	Patrón	FDX	Asíncrono	FSK	300	Sólo originar
113B	Patrón	FDX	Asíncrono	FSK	300	Sólo responder
201A	–	Obsoleto	–	–	–	–
201B	En alquiler de 2 ó 4 hilos	HDX/FDX	Síncrono	4PM	2400	Un canal
201C	Patrón	HDX/FDX	Síncrono	4PM	2400	Uno o hasta 6, 12, o 30 canales
202C5, 9, 11	Patrón	HDX	Asíncrono	FSK	1200	No canal inverso
202C6, 10, 12	Patrón	HDX	Asíncrono	FSK	1200	Canal inverso de 5 bps
202S	Patrón	HDX	Asíncrono	FSK	1200	Hasta 8 canales en un compartimento
202 D/R	En alquiler 2 ó 4 hilos	HDX/FDX	Asíncrono	FSK	1800	Un canal
202T	En alquiler 2 ó 4 hilos	HDX/FDX	Asíncrono	FSK	1800	Hasta 8 canales en un compartimento
203	–	Obsoleto	–	–	–	–
208A	En alquiler 2 ó 4 hilos	HDX/FDX	Síncrono	8PM	4800	Un canal
208B	Patrón	HDX	Síncrono	8PM	4800	Un canal
209A	En alquiler 4 hilos Condicionamiento D-1	FDX	Síncrono	QAM	9600	Un canal

Notas:

HDX Semiduplex
FDX Duplex
FSK Desplazamiento de frecuencia
4PM Modulación de fase con 4 estados por elemento de señal (baud)
8PM Modulación de fase con 8 estados por elemento de señal (baud)
QAM Modulación de amplitud en cuadratura

TRANSISTORES DE POTENCIA PARA RADIOFRECUENCIA



Nuestra gama de transistores de potencia para radiofrecuencia abarca tipos para aplicación en transmisores desde 30 MHz en banda lateral única hasta 470 MHz en banda de UHF. La serie comprende también módulos amplificadores de UHF. De sus características cabe destacar: elevada eficiencia de colector, distribución de corriente de emisor ecualizada y área de operación garantizada según curvas SOAR adjuntas a las especificaciones de nuestros transistores.

P_{salida}	BLU (30 MHz)		VHF (175 MHz)		UHF (470 MHz)	
(W)	13,5 V	28 V	13,5 V	28 V	13,5 V	28 V
0,5						**BLX96**
1	**BLY87C**	**BLY91A**	**2N4427**	**2N3866**		**BLX91A**
1,5					**BLW79**	**BLX97**
2	**BLV11**		**BFQ42**		**BLX65**	
2,5		**BLY92C**			**BGY22-BLX67**	**BLX92A**
3			**BFS22A**			
4			**BFQ43**	**BFS23A**	**BLW80**	
6	**BLY89A**					
7				**BLV20**	**BGY23-BLX68**	**BLX93A**
8		**BLX13**	**BLY87A**	**BLY91C**		
10	**BLY88A**	**BLY92C**			**BLW81**	
12						
13						
15	**BLY89A**	**BLX39**	**BGY32/36-BLW29**	**BLY92A**		
20					**BLX69A**	
25	**BLW60**	**BLX13C**	**BLW87**	**BLY93A**	**BLW82**	**BLX94A**
40		**BLX39**	**BLW85**	**BLX39**		**BLX95**
50		**BLX14**	**BLY90**	**BLY94**		
130		**BLW77**		**BLW77**		
150		**BLX15**		**BLX15**		

Paneles solares para aplicaciones terrestres

En algunas aplicaciones, la energía solar se está transformando en una alternativa viable y económica frente a las fuentes de energía convencionales. Este artículo describe el funcionamiento y construcción de las células solares fotovoltaicas y de los paneles solares para aplicaciones terrestres. También se estudian los factores que afectan al diseño de generadores solares efectivos de coste relativamente bajo y se dan detalles sobre los acumuladores de almacenamiento, los reguladores de carga y circuitos excitadores de motores adecuados.

INTRODUCCION

El empleo de fuentes de energía solar se ha convertido en la actualidad en una forma de generar potencia en aquellas áreas del mundo en las que resulta difícil obtener electricidad y en las que el coste de mantenimiento de los equipos que funcionan con energía convencional sería prohibitivo. Estos generadores solares constan de agrupaciones en serie o en paralelo de células solares, es decir, están formados por extensas áreas (aproximadamente 25 cm^2) de fotodiodos optimizados para la conversión fotovoltaica directa de energía solar en potencia eléctrica. Típicamente, cada célula puede producir una tensión en circuito abierto de hasta 0,6 V, o una corriente en cortocircuito de hasta 690 mA. En disposiciones en las que se incorporan acumuladores para cubrir los períodos sin sol, se pueden llegar a generar potencias continuas de hasta varios centenares de vatios.

El número de aplicaciones de las agrupaciones solares está creciendo a pasos agigantados. En la actualidad, están siendo empleadas para el suministro de potencia de estaciones meteorológicas remotas, de teléfonos de emergencia en autopistas y parques nacionales, de bombas de riego en zonas áridas, de estaciones repetidoras de telecomunicaciones, de balizas y boyas para navegación, y equipos de navegación o anticorrosivos en pequeñas embarcaciones. No solamente está aumentando el número de aplicaciones sino también su grado. Por ejemplo, entre Alice Springs y Tennant Creek en Australia, existe un sistema de transmisión por microondas de 580 km de largo en el que existen 13 estaciones repetidoras alimentadas mediante energía solar que suministran potencia para el funcionamiento de 3.000 circuitos telefónicos. En Chile, se halla en funcionamiento desde 1961 una planta para el refinamiento electrolítico del cobre alimentada mediante energía solar.

En el futuro, la energía solar puede convertirse en rival de las fuentes de energía convencionales en muchas aplicaciones puesto que el coste de estas últimas se está incrementando, mientras que el precio de las células solares está disminuyendo a medida que aumenta la producción y mejoran las técnicas de fabricación. Es posible intuir el momento en que sean instalaciones solares las que suministren energía a comunidades rurales completas, coexistiendo al mismo tiempo con sistemas centrales de generación.

En este artículo, se estudia el funcionamiento, construcción y características de las células solares y de las agrupaciones de células, haciendo referencia particular a los paneles de la serie BPX47A. A continuación se consideran detalladamente las características y el funcionamiento de las células y paneles conectados en serie, en paralelo o en combinaciones serie-paralelo. Finalmente, se describe el diseño de generadores solares prácticos de coste relativamente bajo dándose información detallada de los circuitos reguladores de carga, características de los acumuladores y de los circuitos de excitación de motores.

RADIACION SOLAR Y BALANCE DE ENERGIA

Se ha estimado que la tierra recibe del sol una cantidad de energía que se puede cifrar en $1{,}73 \times 10^{17}$ W, unas 20.000 veces el consumo anual de energía de todo el mundo. Debido a que la temperatura en la tierra es relativamente estable, toda la energía recibida debe ser eventualmente radiada de nuevo. En efecto, el 30% de la energía recibida es directamente reflejada por la atmósfera, mientras que el 47% se convierte en calor y es radiado a longitudes de onda mucho mayores durante la noche. La mayor parte del 23% restante se consume en la evaporación del agua, produciendo vapor que posteriormente se condensa y libera energía en forma de radiación. Una pequeña fracción, menor del 0,2%, es la encargada de favorecer el movimiento del aire, de las olas y de la convección. Otra cantidad mucho menor, alrededor del 0,025%queda almacenada en las plantas mediante el proceso de fotosíntesis.

Además de la energía suministrada por el viento y por el agua, la principal fuente de energía desde los primeros tiempos ha sido el 0,025% de energía solar almacenada en la vegetación (bosques) y en forma de combustibles fósiles –carbón y petróleo–. Sin embargo, como se ha calculado que el suministro de carbón de seis meses de duración requiere 10^6 años para ser sustituido, resulta evidente que existe una limitación temporal para estas fuentes de energía tradicionales. Menos del 10% de la energía potencial del ciclo de lluvia ha sido explotada pero debido a que la mayoría de las posibles explotaciones hidroeléctricas están alejadas de las concentraciones industriales, el 90% restante de esta fuente de energía no es de interés práctico en la actualidad.

Por lo tanto, la energía hidroeléctrica, el aprovisionamiento de combustibles fósiles y la obtenida del viento y de las olas representan menos del 2% de la energía total recibida del sol, quedando alrededor de un 70% todavía por explotar.

EMPLEO DE LA ENERGIA SOLAR

Existen dos métodos de explotar la energía solar que se hallan actualmente bajo desarrollo: la conversión fototérmica y la conversión fotovoltaica. En la primera se emplea la radiación solar para calentar un determinado fluido, bien sea directamente o mediante una bomba calefactora. El fluido calentado se emplea de alguna forma para mover una máquina térmica que proporciona potencia. En la conversión fotovoltaica, la radiación solar es convertida directamente en electricidad, la cual, por supuesto, es rápidamente enviada al punto en el que debe ser empleada y donde puede ser fácilmente convertida

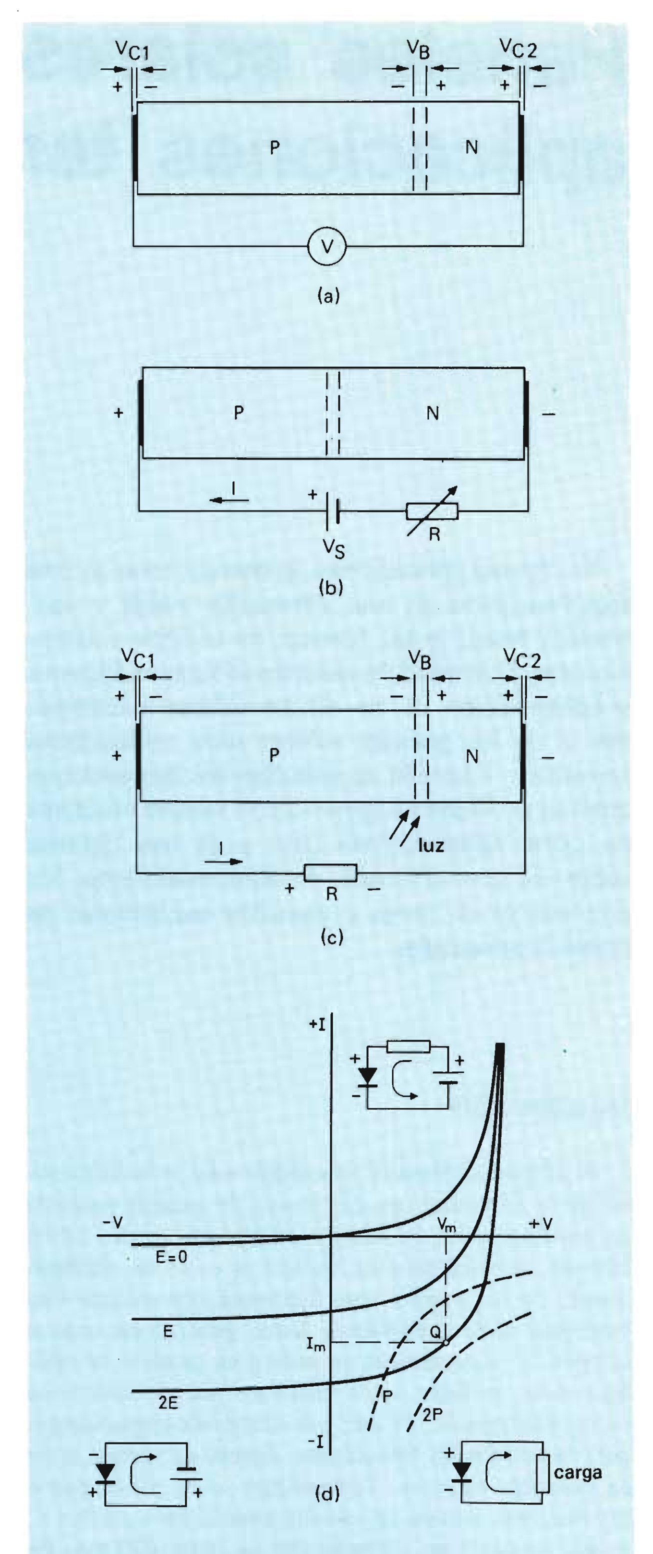


Figura 1. Funcionamiento de una célula solar:
(a) potencial barrera y potenciales de contacto en una célula solar no irradiada;
(b) conducción normal del diodo;
(c) producción de corriente fotovoltaica en una célula solar irradiada;
(d) características del diodo.

en otra forma de energía. Las células solares son de este segundo tipo, es decir, conversores fotovoltaicos.

CONVERSION FOTOVOLTAICA EMPLEANDO CELULAS SOLARES

Una célula solar puede ser considerada como un diodo de silicio de gran área. En una célula en circuito abierto (no conectada) y no expuesta a radiación, la falta de homogeneidad de carga en la unión PN hace que algunos electrones suministrados por átomos donadores pertenecientes al grupo V de la tabla periódica de los elementos y que se hallan en el lado N de la unión se difundan a través de la unión en la región de baja densidad de electrones en el lado P. Esta difusión ioniza positivamente los átomos donadores que crean un espacio de carga positiva en la región N próxima a la unión. Los electrones difundidos en la región P llenarán los niveles de valencia de los átomos aceptadores pertenecientes al grupo III y quedarán inmovilizados creando un espacio de carga negativa cerca de la unión. En condiciones de equilibrio, esta separación de carga produce un potencial barrera V_B (difusión) a lo largo de la unión.

La tensión V_B puede ser considerada como un potencial de contacto. Sin embargo, si se establecen contactos a la región N y la P con el mismo metal y se establece un circuito a través de un voltímetro de elevada resistencia (figura 1a), no se podrá medir ninguna tensión puesto que los potenciales de contacto se anulan. Por ejemplo, valores típicos pueden ser $V_B = -0{,}7$ V $V_{C1} = +0{,}5$ V y $V_{C2} = +0{,}2$ V.

Si ahora se irradia la célula con energía solar, se generarán pares electrón-hueco en la región de la unión, separados mediante el campo eléctrico asociado a V_B, forzando a los huecos a trasladarse hacia el lado P y a los electrones hacia el N. En consecuencia, $|V_B|$ cae de manera brusca, por ejemplo a 0,1 V. Con ello, el contacto P se hallará a un potencial +0,6 V por encima del contacto N. Esta tensión puede ser medida (debido a que el potencial de difusión en la unión inversa formada en el circuito externo se ve afectado) y, con una irradiación suficiente puede mantener un flujo de corriente de la región P a la región N.

Cuando se emplea un diodo para la rectificación (figura 1b), una fuente de tensión con su terminal positivo conectado al contacto P hará que la corriente circule desde la región P a la N por el interior del diodo. Esto da la característica normal del diodo que pasa por el origen con conducción normal localizada en el primer cuadrante (figura 1d).

La figura 1c representa una célula solar irradiada. En este caso, la corriente circula de la región N a la P por el interior de la célula. Esta es la denominada corriente fotovoltaica. La generación de la corriente fotovoltaica (o tensión) tiene lugar en el cuarto cuadrante de la figura 1d, siendo la máxima corriente que se puede obtener aproximadamente proporcional al nivel de irradiación.

La eficiencia de conversión de una célula solar es un 12%para una irradiación solar normalizada de 1 kW/m^2. Esta se halla limitada por tres factores principales: en primer lugar, sólo se emplea parte del espectro comprendido entre 0,4 y 1,1 μm fuera del intervalo espectral total de 0,2 a 4 μm; en segundo lugar, los fotones absorbidos poseen un exceso de energía no empleada; y el exterior de la región de la unión y se produce recombinación antes de que haya tenido lugar la separación de cargas.

PANELES SOLARES DE LA SERIE BPX47

En la práctica, las células solares raramente se emplean en forma de elementos independientes sino en agrupaciones en forma de paneles solares (a menudo también conocidos como baterías solares). La figura 2 muestra la construcción de un panel solar BPX47A que comprende 34 células solares fotovoltaicas conectadas en serie y colocadas entre dos placas de vidrio.

Construcción del panel

Las células están encapsuladas en resina de silicona y se hallan montadas entre dos placas de vidrio de 2 mm; esto asegura la inmunidad del conjunto frente a la humedad. El vidrio está químicamente tratado para mejorar su resistencia abrasiva un 30% y para aumentar su consistencia en un factor igual a 5. Las superficies de las placas son perfectamente lisas para evitar la posible acumulación de polvo y de nieve.

La robusta construcción de los paneles les permite soportar vientos de hasta 280 km/h. Están fabricados a prueba del posible deterioro provocado por el efecto de la radiación ultravioleta. Debido a que la eficiencia de conversión de los paneles tiene un valor próximo al 14% a 0°C, más del 80% de la radiación incidente se convierte en calor. Este calor es conducido a través del encapsulado de resina de silicona y de las hojas de vidrio y disipado en el aire del ambiente que los rodea. Para una irradiación de 1 kW/m^2, el incremento en la temperatura es tan sólo de 15°C.

Construcción de la célula

Las células individuales se forman a partir de una oblea de silicio obtenida de un lingote de este elemento de 57 mm de diámetro. El lingote está dopado con boro

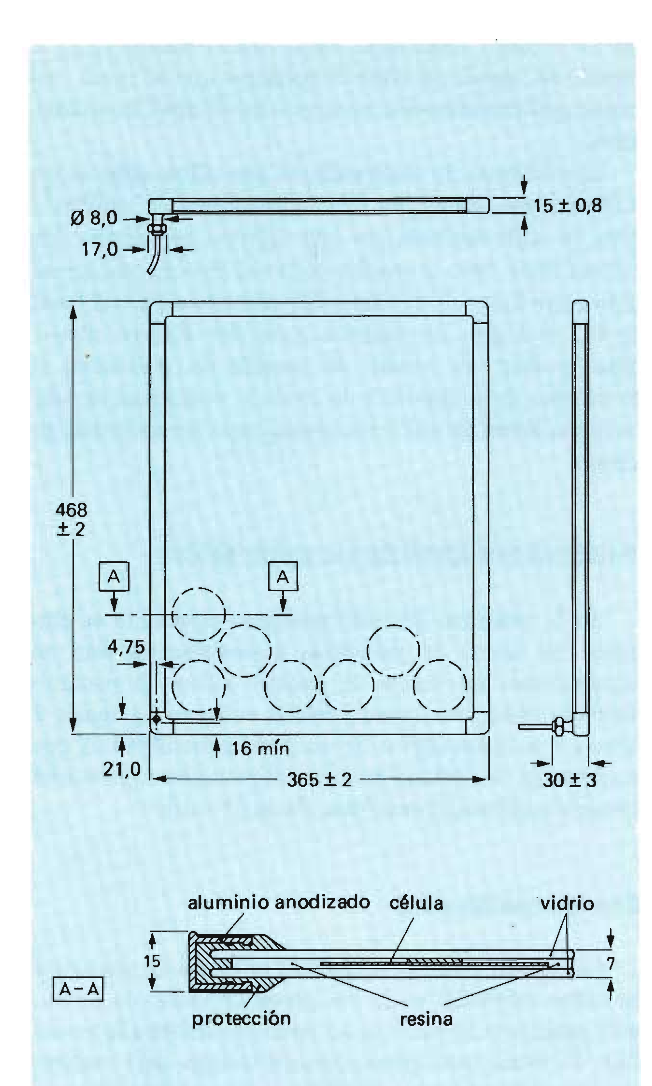


Figura 2. Detalles mecánicos de un panel solar BPX47A.

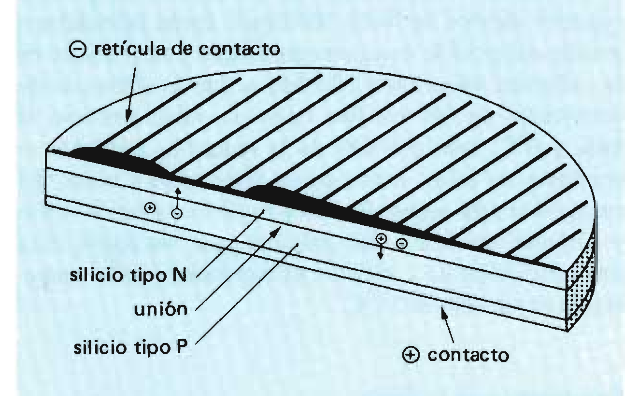


Figura 3. Vista en corte de una célula solar de un panel BPX47A.

(elemento perteneciente al grupo III) para convertirlo en semiconductor tipo P. A continuación se difunde fósforo (elemento del grupo V) en una de las superficies de la oblea para formar una región superficial del tipo N, con una unión PN a pocas decenas de micrometros por debajo de la superficie. El contacto con la cara superior de la oblea se efectúa mediante una rejilla de metal que cubre un 7% de la superficie. La superficie completa de tipo N está cubierta por una capa antireflectante de TiO_2. El lado de tipo P de la oblea se metaliza totalmente para reflejar los fotones no absorbidos y proporcionar un segundo contacto. En la figura 3 se muestra una célula construida de esta forma.

Características

Tal como se ha dicho anteriormente, las células solares funcionan en el cuadrante IV de la característica del diodo y por tanto sólo se considera este cuadrante. Las características tensión-corriente del panel solar BPX47 en función de la irradiación se muestran en la figura 4 para una temperatura en la unión de 60°C. También se muestran en ella los contornos de la potencia de salida.

Insolación

La respuesta de cualquier célula solar depende de la distribución espectral de la radiación que recibe. Por esta razón, no es suficiente hacer uso de la potencia por unidad de área como medida de la irradiación a la que la célula se halla expuesta, puesto que también se debe especificar la distribución espectral de potencia. En este artículo se emplea el término *insolación* con el significado de "irradiación solar", especificando así en una palabra tanto la potencia como la distribución espectral.

Carga óptima

Como se muestra en la figura 4, la máxima potencia que se puede obtener de un panel solar BPX47A con una insolación de 1 kW/m² es 9,7 W a 60°C. Esta potencia de salida se da para niveles de tensión y de corriente equivalentes a una carga de 20 Ω. En la figura se muestra esta línea de carga de 20 Ω y se puede ver que la máxima corriente disponible es ampliamente proporcional a la insolación.

El funcionamiento con una resistencia de carga fija no es ideal puesto que, para diferentes niveles de insolación, las coordenadas tensión-corriente del punto de máxima potencia varían de modo que la resistencia óptima de carga también varía. Sin embargo, si se emplea una batería secundaria (acumulador) como carga, este pro-

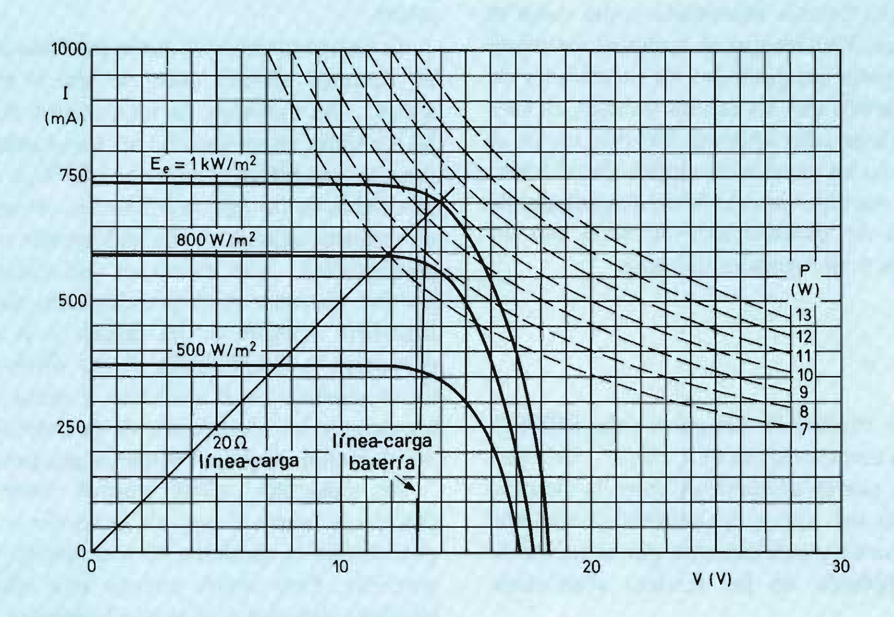


Figura 4. Cuadrante generador de un panel solar BPX47A ($T_j = 60°C$).

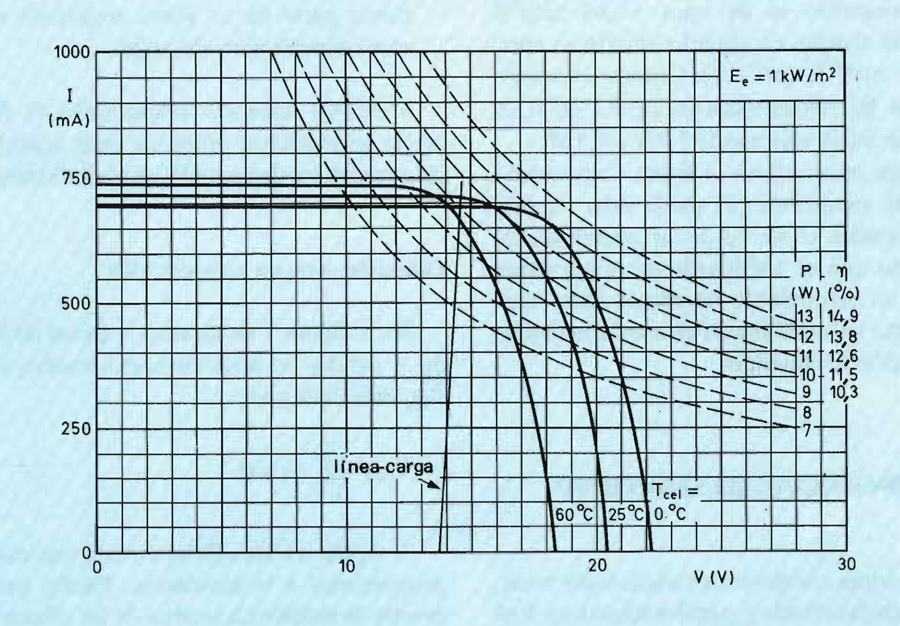


Figura 5. Efecto de la temperatura en las características generadoras de un panel solar BPX47A.

blema queda fácilmente solucionado. Mientras que la potencia de salida en una carga de 20 Ω cae a 2,9 W para una insolación de 500 W/m^2, la salida en un acumulador de 12 V sólo cae a 4,8 W.

El empleo de una batería secundaria como carga es una práctica normal. Permite que se cumplan los requisitos de pico y superar los períodos de oscuridad y de ciclo cubierto, haciendo que las células trabajen en condiciones muy próximas a las óptimas. Por esta razón, el número de células en un panel se ha elegido de tal forma que se adapte a la tensión nominal de un acumulador de 12 V (seis células de plomo-ácido) en serie con un diodo de protección y un regulador de carga.

Eficiencia

La eficiencia de conversión del panel solar BPX47A es de un 12% para una insolación de 1 kW/m^2. Está parcialmente limitada por la desigualdad entre la distribución espectral de la luz solar y la sensibilidad espectral de las células (figura 6) y parcialmente por el exceso de la energía no empleada de los fotones absorbidos.

Temperatura

La figura 5 muestra el efecto de la temperatura en el funcionamiento del panel solar BPX47A. Para una insolación de 1 kW/m^2, el coeficiente de temperatura de la corriente de cortocircuito es de unos +0,64 mA/°K (mA/°C), y el de la tensión en circuito abierto es aproximadamente –74 mV/°K (mV/°C). Cuando la temperatura de unión en las células aumenta de 0 a 60°C, la máxima potencia de salida sólo cae de 12 W a 9,7 W.

La línea de carga mostrada en la figura 5 representa una batería cargada totalmente. El panel solar ha sido diseñado para minimizar el efecto de las variaciones de temperatura. Puesto que el coeficiente de temperatura de la tensión de un acumulador de plomo-ácido también es negativo, esto reducirá algo el efecto de la temperatura en la adaptación de potencia.

AREA DE FUNCIONAMIENTO DE SEGURIDAD (SOAR)

Al igual que en otros componentes semiconductores, se puede definir para las células y paneles solares un área límite mediante la combinación de las características del componente y de las de funcionamiento dentro del cual los dispositivos pueden funcionar con seguridad. El funcionamiento fuera de este área (SOAR) puede dañar o destruir el dispositivo.

Para definir el SOAR, deben conocerse los valores nominales máximos absolutos para las células y para los paneles y las condiciones de funcionamiento del peor caso. Normalmente, el parámetro más importante es la temperatura.

La temperatura de la unión para una sola célula puede ser bastante elevada antes de que su estructura quede dañada. Sin embargo, la temperatura de unión no es el factor límite en el caso de un panel solar. Si la temperatura de una célula es superior a 85°C, o difiere de forma apreciable de las que se hallan a su alrededor, el material de resina de silicona puede endurecerse o descomponerse parcialmente. Los esfuerzos inducidos térmicamente pueden provocar el desprendimiento de la resina de la superficie sensible de las células y la descomposición provocará la decoloración de la célula, produciéndose un incremento en la reflexión a causa de los esfuerzos térmicos y un incremento de la absorción debido a la decoloración. Ambos fenómenos son irreversibles.

En cualquier célula normal aumentará el calor cuando se fuerza el paso de la corriente a través de ella, provocando la aparición de una tensión inversa (véase lo anterior). Esto ocurre cuando una célula en un panel irradiado pasa parcialmente a la sombra. Una célula que se halle en estas condiciones estará sujeta a la disipación máxima cuando:

- forma parte de una cadena de células irradiadas conectadas en serie en un panel cortocircuitado, o agrupación de paneles cortocircuitados;
- forma parte de un panel conectado en paralelo con otros paneles pero sin carga.

El SOAR debe ser determinado de forma que toda célula parcialmente colocada en la sombra quede protegida contra las dos anteriores posibilidades.

Conexión serie en cortocircuito

En la figura 7 se muestra la forma de funcionamiento de *n* células en serie en cortocircuito, la tensión total V_{tot} está dada por:

$$V_{tot} = \sum_{i=1}^{0} V_i = 0.$$

A través de las células circula una corriente I que es proporcional a la irradiación. Puesto que se puede despreciar la resistencia interna de las células (figuras 4 y 5), la disipación en la *i*-ésima célula será $P_i = V_i I$. Suponiendo que las células son idénticas e igualmente irradiadas

$$V_i = \frac{V_{tot}}{n} = 0,$$

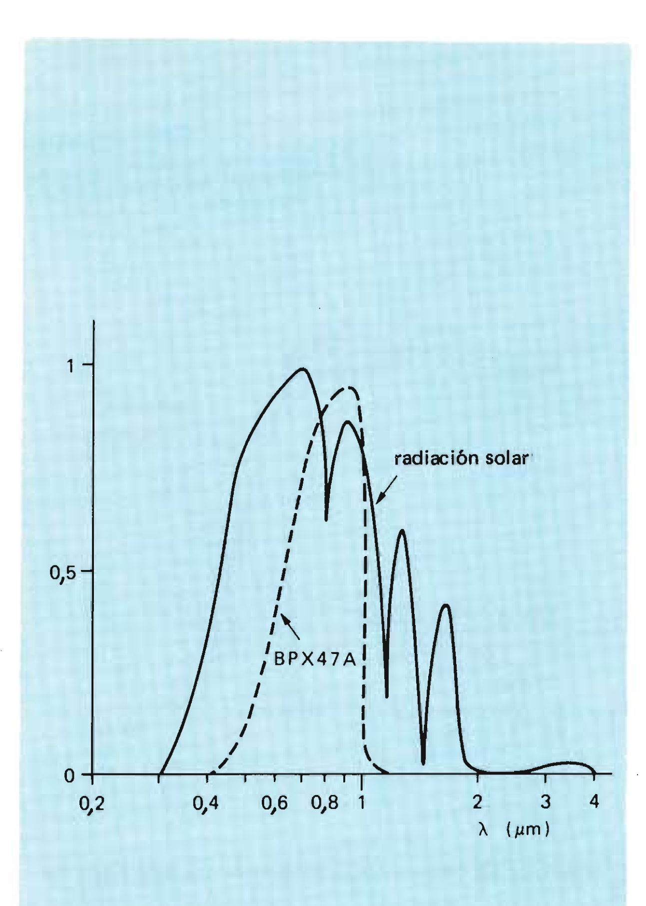


Figura 6. Distribución espectral de la radiación solar comparada con la sensibilidad espectral de un panel BPX47A.

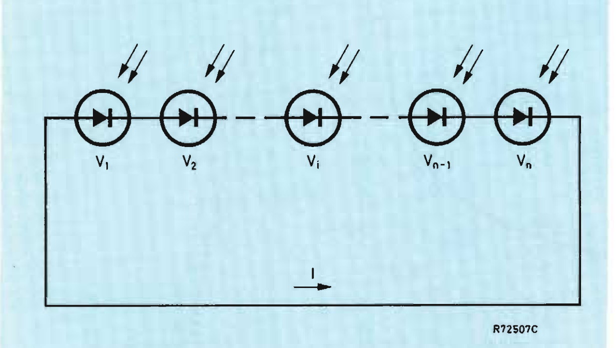


Figura 7. Células solares en serie.

por lo que la disipación en la *i*-ésima célula será igual a cero.

Sin embargo, estas circunstancias ideales raramente se aplican. Si una determinada célula produce una corriente de cortocircuito $I_{sc} > I$, entonces $V_i > 0$. Si $I_{sc} < I$, entonces $V_i < 0$; esto ocurre cuando una célula se halla parcialmente en la sombra. Por lo tanto, cuando $V_i < 0$ (inversión de tensión), $P_i > 0$ y aumentará la temperatura de la célula.

La condición $V_i > 0$ no puede producir sobrecalentamientos. En el peor de los casos, cuando todas las células excepto una se hallen en sombra, la célula que es irradiada será incapaz de crear una corriente significante que circule por las células en sombra.

Sin embargo, es esencial que el sistema esté protegido contra la condición $V_i < 0$, condición que es más severa cuando sólo una célula está parcialmente en sombra. Esta condición se analiza utilizando la figura 8 en la que las curvas de la derecha son las características tensión-corriente de 33 y 34 células respectivamente de un panel BPX47A, y las curvas de la izquierda son las características inversas de una única celula (del mismo panel) bajo diferentes grados de sombra. La característica inversa que pasa por el origen es para la célula que se halla completamente en sombra. Obsérvese que de acuerdo con las normas comúnmente aceptadas para las células solares, las corrientes se toman positivas.

Las tensiones combinadas de las 33 células irradiadas forzarán una corriente a través de la célula en sombra, produciendo en ella una tensión inversa. La corriente a través de la célula y la potencia disipada, dependen del grado de sombra. En una célula que se halle completamente en sombra, la corriente máxima permisible es 120 mA para $V_R = 17$ V y la disipación es 2,04 W.

Si la cantidad de radiación que cae sobre la célula en sombra aumenta, la corriente que pasa por ella aumentará y por tanto habrá disipación. Con las otras 33 células que reciben una insolación de 1 kW/m^2, $V_{F33} =$ 13,5 V e I = 670 mA. Así, si la célula que está en sombra es irradiada con un nivel tal que sea capaz de suministrar 570 mA, las otras células provocarán una corriente adicional a través de ella de 100 mA, dando una disipación de 9 W. Este valor es superior a la disipación máxima permisible para una sola célula que se toma como la potencia recibida para una insolación de 1 kW/m^2. En un panel BPX47A, cada célula tiene un área de 26 cm^2 y para una insolación de 1 kW/m^2 recibe un máximo de 2,6 W, lo que es un valor seguro. Esta curva de potencia se muestra en la figura 8. (Obsérvese que si existe más de una célula en sombra, la tensión producida por las células irradiadas quedará dividida por el número de ellas y en consecuencia, la potencia quedará reducida y la disipación será menor.)

Por lo tanto, hay que hallar alguna forma de limitar la disipación en una célula en sombra. Un método ob-

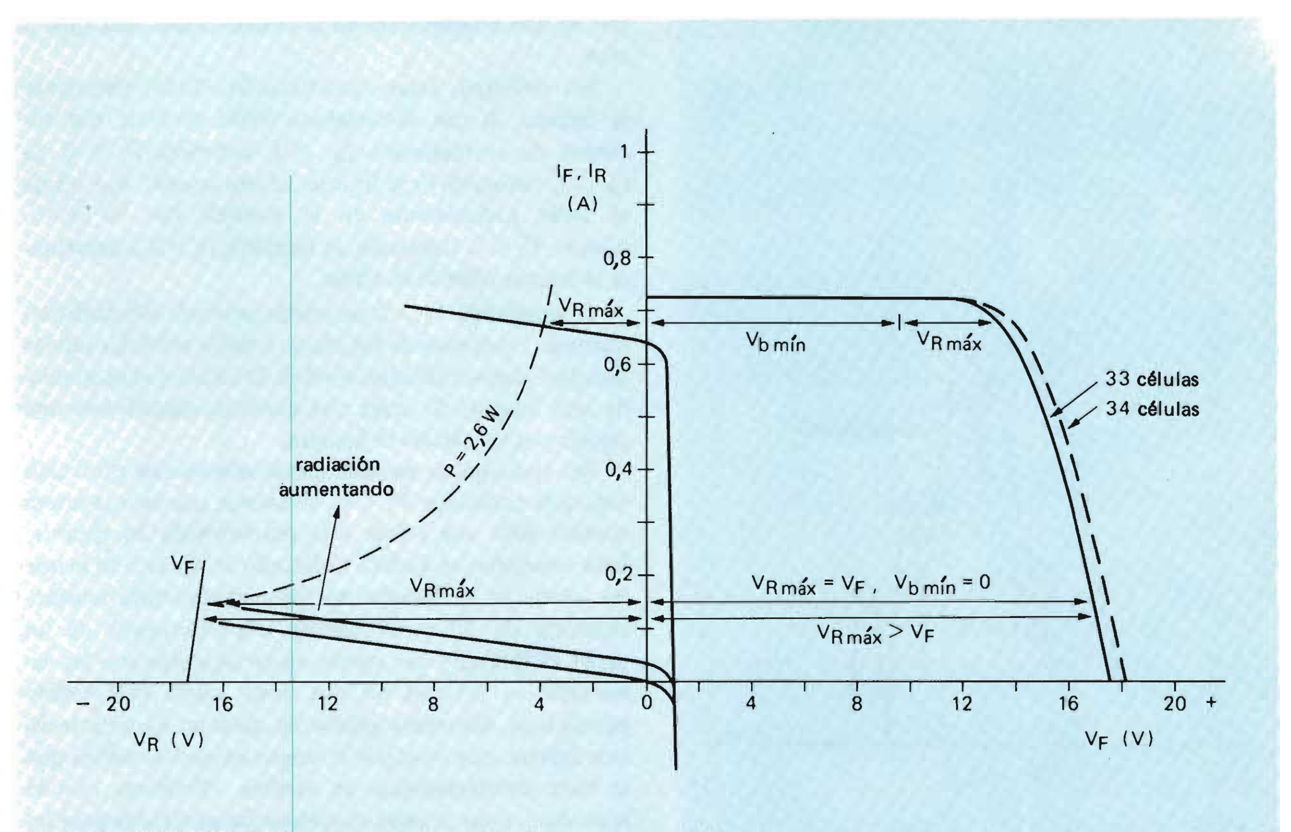


Figura 8. Características generadoras de 33 y 34 células en un panel BPX47A y las características inversas de una sola célula del mismo panel.

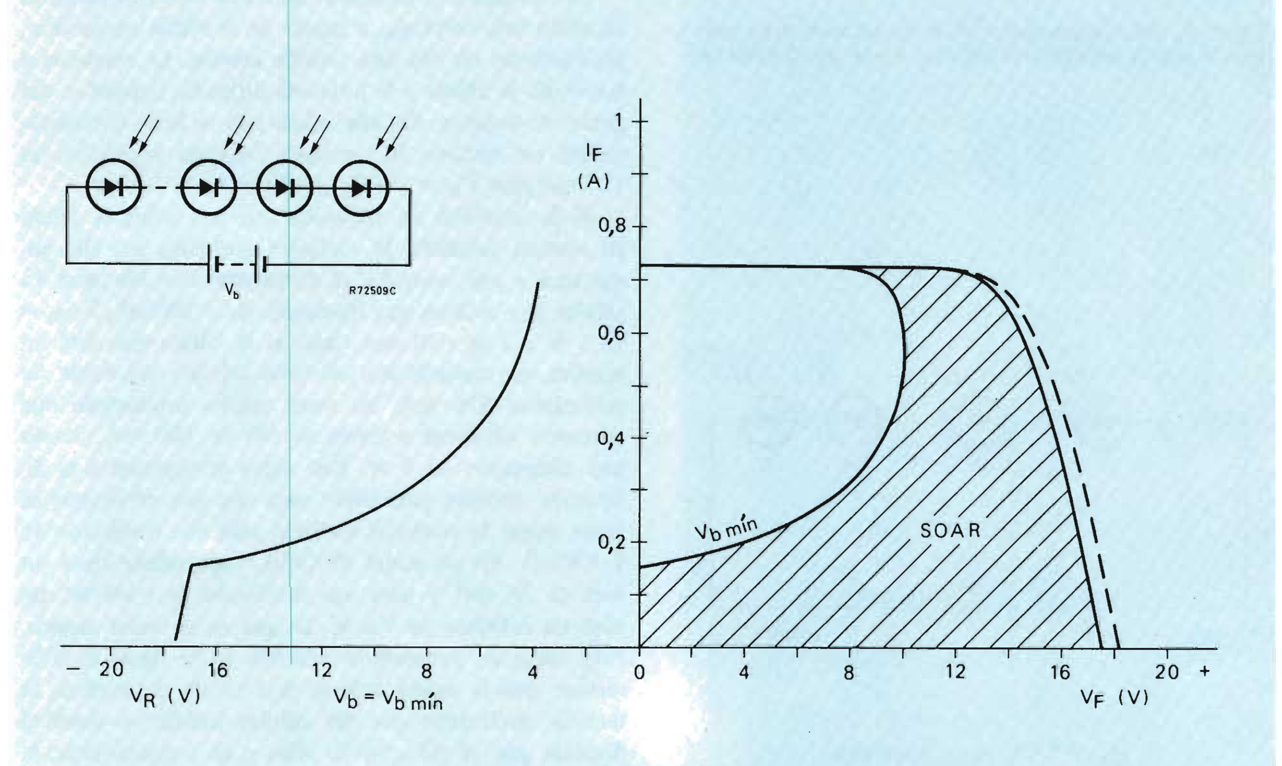


Figura 9. Area de funcionamiento de seguridad (SOAR) para un panel solar BPX47A con una insolación de 1 kW/m².

vio consiste en conectar en paralelo con cada una de las células un diodo de protección. Sin embargo, esta solución es más bien cara. Una solución mejor consiste en asegurar que el panel esté siempre en paralelo con una fuente de tensión, con lo que se reduce la tensión disponible para conducir una corriente por las células en sombra.

Cuando se emplean paneles solares para cargar una batería secundaria, aparece automáticamente un cierto grado de protección, puesto que el acumulador actúa como fuente efectiva de tensión. La protección completa requiere una cierta tensión mínima de batería, V_b, que depende de la insolación y del grado de sombra de la célula. Cuando se dispone de una insolación máxima de 1 kW/m^2, el peor caso se presentará para los valores de tensión y de potencia disponibles para este valor. Por tanto, sólo se deberá tener en cuenta el grado de sombra sobre la célula.

En el ejemplo dado anteriormente, en el que I = 670 mA, V_R debe reducirse a 2,6/0,67 = 3,9 V para evitar un exceso en la disipación. Esto significa que V_b debe ser por lo menos de 13,5 – 3,9 = 9,6 V (véase la figura 8). Obviamente, cuando $I < 154$ mA, $P <$ 16,9 × 0,154 = 2,6 W, y no se necesita fuente de tensión. Construyendo puntos intermedios V_b en la figura 8, se puede obtener la curva para $V_{b\,mín}$ que se muestra en la figura 9. El SOAR (área de funcionamiento seguro) se sitúa entre las características del panel y esta curva de $V_{b\,mín}$.

A partir de la figura 9 resulta evidente que cuando $V_b > 10$ V no podrá dañarse el conjunto de células que se hallen en la sombra. En aquellas aplicaciones en las que se conecten un determinado número de paneles en serie, se deberá conectar con cada uno de los paneles un diodo de protección.

Conexión en paralelo en circuito abierto

Cuando dos paneles conectados en paralelo y sin carga reciben diferentes niveles de insolación, el panel que recibe la menor cantidad será excitado en la región directa de su característica de diodo. La figura 10 muestra la generación y los cuadrantes directos de un panel BPX47A. Cuando un panel recibe 500 W/m^2 y el otro 1 kW/m^2, el funcionamiento corresponderá a la intersección de la línea A con las características apropiadas. Las tensiones en los paneles son, desde luego, iguales, y las corrientes a través de los paneles son también iguales pero de signo contrario.

Cuando uno de los diversos paneles recibe 500 W/m^2, y el resto recibe 1 kW/m^2, la corriente será más elevada. En el peor de los casos, toda la energía producida por los paneles que reciben 1 kW/m^2 será disipada en el panel que sólo recibe 500 W/m^2. Esta disipación estará igualmente dividida sobre las 34 células. Por ello, el aumento de temperatura está limitado y permite la conexión en paralelo de 12 paneles solares.

Paneles en serie/paralelo

Una disposición de n paneles en serie con m en paralelo tan sólo requiere n diodos de protección. Sin embargo, esta disposición debe conectarse en forma de matriz, tal como se muestra en el ejemplo de la figura 11, donde $n = 3$ y $m = 2$. En los datos publicados se da más información sobre los paneles BPX47A. Con este tipo de disposición, los paneles no pueden resultar dañados por un exceso de disipación aunque también es necesario incluir una fuente de tensión en serie para proteger cada una de las células.

CONSIDERACIONES SOBRE EL DISEÑO DEL SISTEMA

Una instalación de energía solar debe ser también capaz de suministrar potencia como y cuando sea requerida. Si bien su potencia de entrada es variable, el nivel de ésta depende no sólo de las dimensiones del panel sino también de la cantidad de luz solar que cae sobre ella. Esta depende a su vez de la localización de la instalación, de la hora del día, de la estación del año y del tiempo meteorológico. Existen momentos en los que no es posible tener entrada de energía por lo que se debe considerar la posibilidad de alguna forma de almacenamiento de energía.

Resulta evidente que el diseño de un sistema de energía solar de bajo coste es extremadamente difícil. Se requiere una gran cantidad de información y se debe establecer un elevado número de compromisos. Por ello, se ha desarrollado una rutina de ordenador para ayudar al diseño, la cual indica los parámetros del sistema más eficientes para un determinado conjunto de condiciones. A continuación se estudian algunos de los datos de entrada requeridos por el programa.

Calidad de la luz solar

La cantidad de luz diaria depende de la latitud del lugar y de la hora del día. Durante las horas diurnas, la luz solar alcanza un panel de dos formas distintas: directamente, en la que la luz sólo queda modificada por la absorción atmosférica y por la dispersión; e indirectamente, en la que se recibe la luz dispersada por las nubes y por la atmósfera, o reflejada por las superficies adyacentes. Incluso las sombras más oscuras están iluminadas en alguna forma por radiación indirecta.

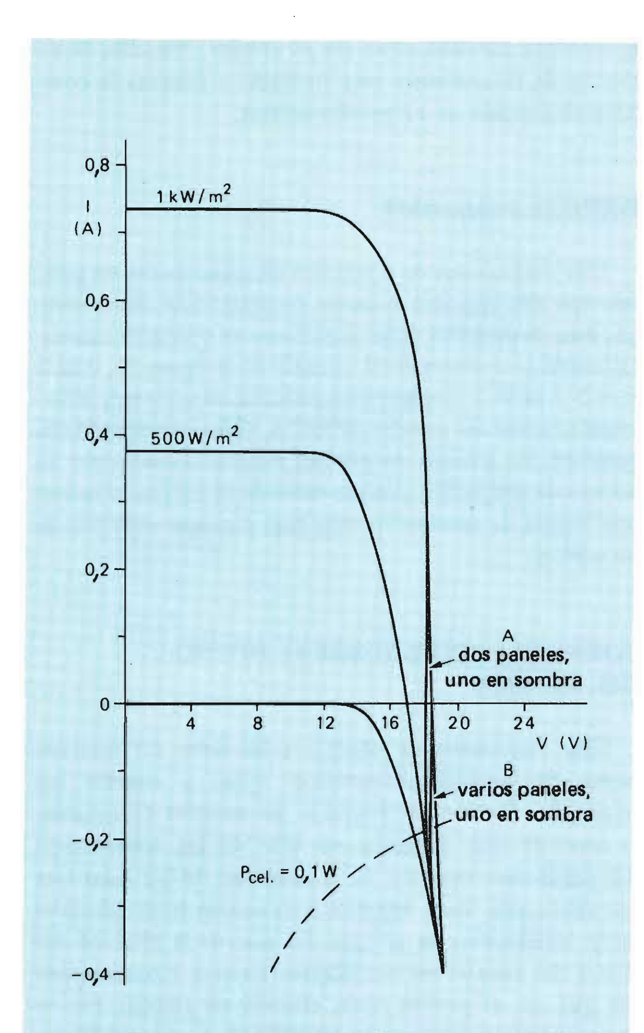


Figura 10. Características generadora y directa del diodo, mostrando el efecto de una insolación desigual en un funcionamiento en paralelo.

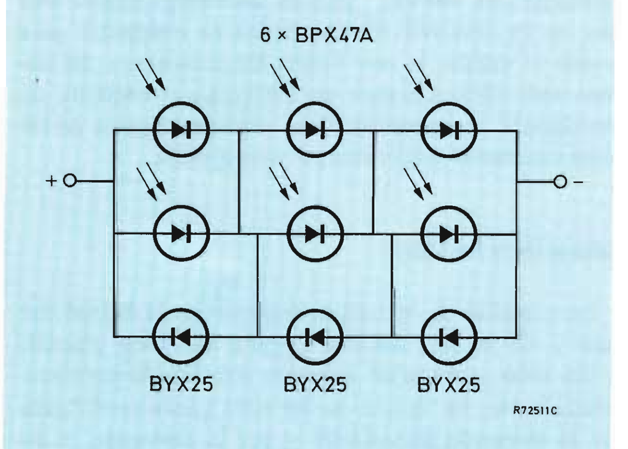


Figura 11. Matriz de seis paneles BPX47A protegidos por tres diodos rectificadores BYX25.

La radiación incidente I en un panel normal a la dirección del sol está dada por:

$$I = I_O \exp(-ax)$$

donde I_0 es la densidad del flujo radiante externo a la atmósfera, x es la distancia recorrida por la luz solar a través de la atmósfera, y a es el coeficiente de extinción (coeficiente de absorción sumado al coeficiente de dispersión). Evidentemente, el valor de x depende de la elevación del sol sobre el horizonte y de la altitud de la instalación sobre el nivel del mar.

En aquellos lugares en los que es importante la radiación indirecta, hay que considerar la naturaleza de los alrededores; la nieve en particular, refleja la luz de forma altamente eficiente.

La figura 12 muestra la distribución general de la energía solar que cae sobre la superficie de la tierra, integrada sobre un año. Los valores dados son para una superficie horizontal. Obsérvese que 1 kJ/cm^2 corresponde a una insolación media de día y noche de 0,32 W/m^2.

La figura 13 muestra el efecto de la inclinación de una disposición de células con un ángulo igual a la latitud del lugar. Se puede ver que el efecto consiste en reducir la variación de la energía recibida a lo largo del año.

Otros efectos climáticos

Por varias razones puede ser deseable inclinar los paneles solares un ángulo distinto del correspondiente a la latitud. Así, para evitar la acumulación de nieve, se requiere una pendiente de 90°. Para evitar la acumulación de arena en zonas desérticas, es necesaria una pendiente de 45°. Para la autolimpieza en regiones lluviosas tropicales, la inclinación deberá ser por lo menos de 30°.

Estos factores resultarán, a menudo, determinantes en el diseño de una disposición de paneles de modo que la eficiencia de recoger la energía pasa a ser un factor secundario. Por ejemplo, en una instalación solar empleada cerca del Ecuador, se podrá tener igual número de paneles inclinados 30° hacia el Norte y hacia el Sur.

Demanda de potencia

Se debe establecer tanto la naturaleza como la forma de la demanda de potencia, junto con la cantidad máxima necesaria. Es evidente que la potencia disponible variará considerablemente tanto a largo como a corto plazo. Entonces, se necesitará generalmente alguna forma de almacenamiento de energía. Se puede especi-

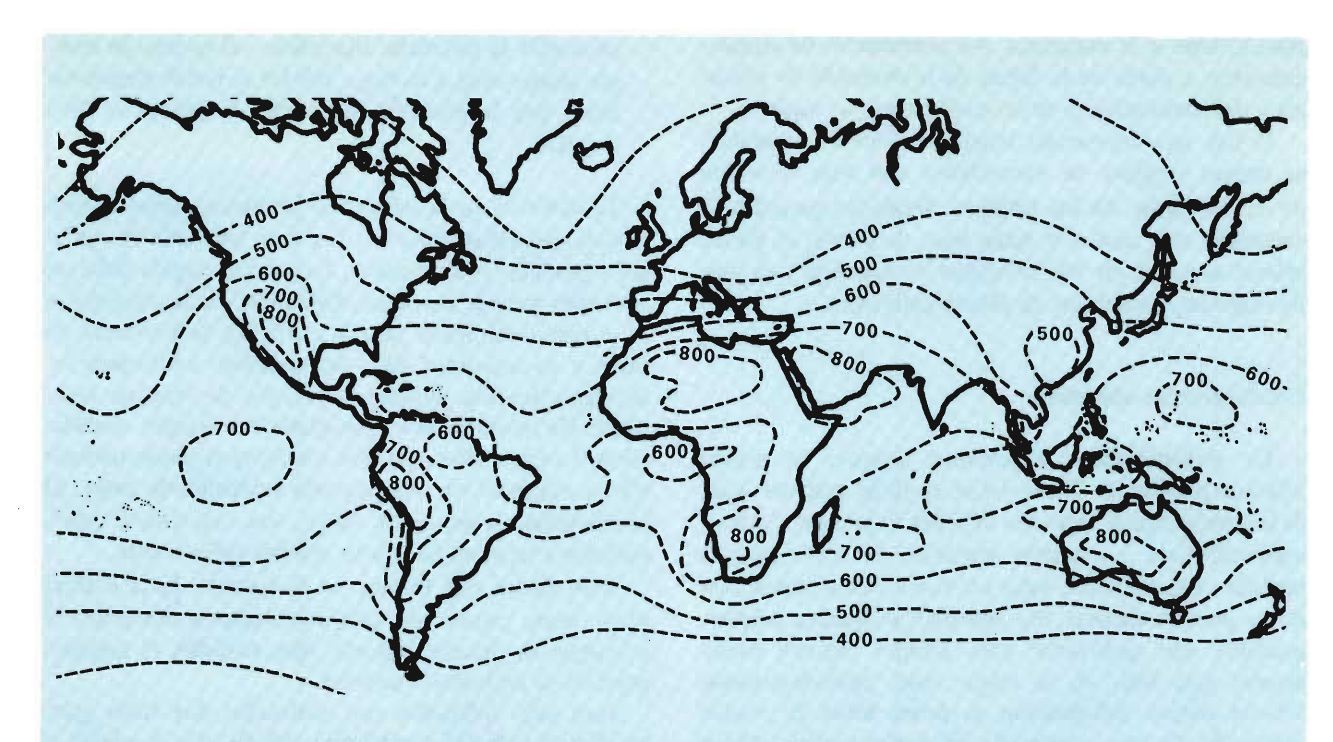


Figura 12. Distribución media anual de la energía solar en kJ/cm^2 en la superficie de la tierra.

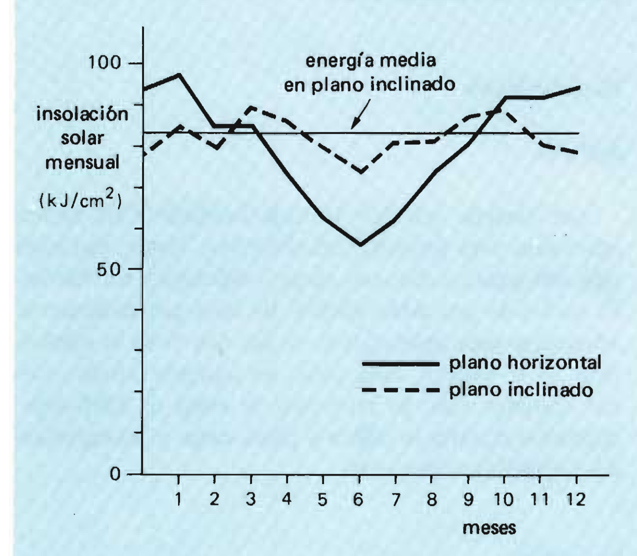


Figura 13. Comparación de la energía solar recogida mensualmente por una disposición de paneles con un ángulo igual a la latitud del lugar con la energía media recibida y la caída de energía en una superficie horizontal (basada en las medidas realizadas en una instalación de energía solar en Alice Springs, Australia).

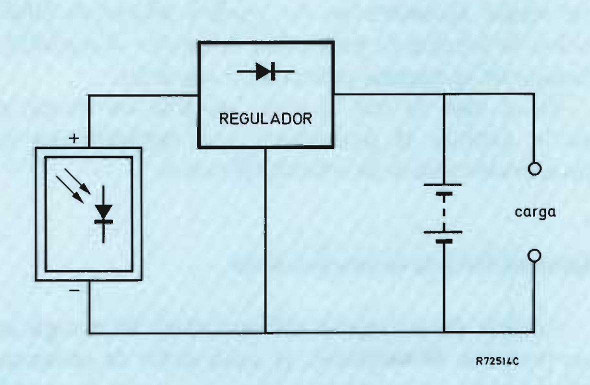


Figura 14. Elementos esenciales de una instalación de energía solar, en este caso con un regulador de carga en serie.

ficar el tipo y la capacidad del acumulador de almacenamiento a partir de la forma de la demanda de potencia y del conocimiento de las condiciones del lugar.

Si hay que compensar largos períodos de oscuridad, se deberá emplear un acumulador con baja velocidad de autodescarga. En los trópicos, donde los períodos de oscuridad son cortos y están bien definidos, se puede tolerar una más elevada velocidad de descarga y se puede elegir un acumulador de plomo-antimonio.

Condiciones de ubicación

Es evidentemente importante conocer el mayor número posible de datos sobre el clima real del lugar de la instalación. A veces son difíciles de realizar registros meteorológicos en lugares remotos, de modo que la medida de la radiación solar así como de sus variaciones no se pueden obtener. Sin embargo, se pueden emplear modelos con ordenador para simular algunas condiciones, que son, en el mejor caso, aproximaciones. Cuanta mayor información se posea sobre la posible ubicación de una instalación de energía solar, menor será el coste de ésta.

SISTEMAS DE ENERGIA SOLAR

La figura 14 muestra los elementos básicos de un sistema de energía solar (en este caso con un regulador en serie). Estos son: el panel solar, un diodo de protección inversa para evitar el drenaje de la batería a través de los paneles solares, un regulador de carga y acumuladores de almacenamiento. Se incorporan algunos diodos de protección necesarios en los paneles solares; se puede incluir la función de protección inversa en el regulador.
función de protección inversa en el regulador.

En el caso de que la carga sea sólo un motor, se puede sustituir el acumulador y el regulador por un circuito electrónico de control del motor.

Acumuladores de almacenamiento

Además de encargarse del suministro de energía en los períodos de oscuridad, el acumulador de almacenamiento tiene otras ventajas para un sistema de energía solar. Una de ellas ya ha sido descrita: el empleo de una batería como fuente de tensión para proteger a los paneles contra el exceso de disipación. Entre otras funciones incluye las siguientes:

- permite el empleo de un motor o bomba de alta potencia donde éstos serían más eficientes que una alternativa de baja corriente o baja potencia;
- promedia la potencia disponible –el exceso de energía almacenada a lo largo del día se puede almacenar hasta que la potencia disponible disminuye al final del día.

La elección de la batería de almacenamiento correcta para una célula solar implica toda una serie de opciones y posibles compromisos. La batería elegida debe ser adecuada para la corriente disponible en la disposición de paneles, así como para la corriente de demanda de carga y su capacidad debe ser suficiente como para suministrar tensión durante el período de máxima oscuridad. Es recomendable que exista un margen considerable. La capacidad para alta corriente se puede obtener sólo a expensas de una pequeña retención de carga. El mantenimiento es, desde luego, una importante consideración a tener en cuenta en muchas aplicaciones.

Otro factor que influye en la elección de la batería es el clima, puesto que éste no solamente determina el ambiente de funcionamiento sino también el máximo período de oscuridad existente.

Para esta aplicación son adecuados dos tipos principales de baterías secundarias: las de niquel-cadmio y los acumuladores de plomo-ácido. Existen diversas versiones de cada tipo, cada una de ellas con sus ventajas particulares. En la tabla 1 se muestran las propiedades de las versiones principales. Los valores característicos son promedios de los datos suministrados por los fabricantes, los cuales deberán ser consultados antes de proceder a la elección final.

Niquel-cadmio

Selladas

Las baterías selladas de níquel-cadmio (Ni-Cd) son adecuadas para pequeñas instalaciones. Tienen una larga vida útil para los ciclos de carga – descarga y son fiables. El hecho de que estén selladas las hace particularmente adecuadas para aplicaciones en las que varía la disposición de la batería, tales como en equipos móviles. Como contrapartida, su retención de carga es débil especialmente cuando se hallan a plena carga y las capacidades unitarias son pequeñas.

No selladas

Las baterías de Ni-Cd sin sellar están realizadas para altas capacidades unitarias. Si bien requieren cierto mantenimiento, poseen una larga vida útil, hasta 20 ó 25 años. Pueden tolerar descargas completas sin sufrir daños, así como muchos ciclos de carga-descarga. Su densidad de energía es elevada, resultando óptimas para ins-

talaciones compactas. Al igual que las selladas, la retención de carga no es buena.

Plomo-ácido

Existen muchas variedades de acumuladores de plomo-ácido, pero para aplicaciones solares éstas pueden reducirse a tres versiones principales.

Electrolito sólido

Estas son unidades de poca capacidad diseñadas para aplicaciones en las que la carga y descarga están bien equilibradas. Las desventajas de un electrolito líquido se evitan mediante el empleo de un electrolito en forma de gelatina o combinando el electrolito con un material absorbente. Por ello, son adecuados para aplicaciones móviles. No se requiere mantenimiento y la retención de carga es buena. Sin embargo, la descarga a menos del 50% de la capacidad puede reducir su vida.

Antimonio libre

Los acumuladores de antimonio libre o bajo antimonio se emplean en unidades de alta capacidad que necesitan almacenar energía durante largos períodos de tiempo. Retienen bien su carga, poseen una larga vida de trabajo, toleran muchos ciclos de carga y descarga y son eficientes en su funcionamiento. Sus requisitos de mantenimiento son moderados, y, en consecuencia son muy adecuados para ser empleados en instalaciones de energía solar. Para algunas aplicaciones, su baja densidad de energía puede ser considerada como una desventaja.

Plomo-antimonio

La adición de un 15% de antimonio a las placas de plomo de un acumulador de plomo-ácido de electrolito líquido endurece las placas y permite más elevadas corrientes de pico de descarga. Desgraciadamente, la presencia del antimonio da lugar a una pobre retención de carga, reduce el número de ciclos de carga-descarga y acorta la vida. El mantenimiento necesario depende del tipo y del fabricante. Se emplean generalmente en baterías de arranque.

Regulador de carga

El regulador de carga protege la batería, lo que es particularmente importante cuando se requiere funcionamiento en lugar remoto libre de mantenimiento. Este también ayuda a adaptar el panel a la carga, mejorando la eficiencia y reduciendo el costo.

Existen dos tipos básicos de regulador: uno conecta en paralelo la salida de los paneles mediante un resistor cuando el acumulador alcanza la tensión de final de carga; el otro tipo, deja en circuito abierto los paneles cuando se ha completado la carga. La mayoría de los reguladores en paralelo mantienen constante la tensión de la batería en el estado final de carga, disipando el exceso de energía. Esto es un problema en temperaturas ambiente elevadas. Por ello, los reguladores en paralelo se emplean fundamentalmente en sistemas de baja potencia (menor de 80 W). Para los sistemas de más alta potencia se suele emplear el regulador de conmutación en serie debido a que dan lugar a una disipación baja. El ejemplo de un regulador de carga que se da a continuación es un sencillo regulador en paralelo para pequeñas instalaciones en las que se emplea uno o dos paneles BPX47A. Esta disposición ha sido diseñada para la protección de células y paneles.

Sencillo regulador en paralelo

La figura 15 muestra un sencillo regulador en paralelo para conjuntos de uno o dos paneles. Se basa en un circuito integrado amplificador operacional y comparador, y emplea un transistor Darlington funcionando en conmutación para evitar las complicaciones asociadas con el funcionamiento del tiristor en paralelo.

Cuando se alcanza la tensión final de carga del acumulador, los paneles solares P se conectan en paralelo a través de R_{10} mediante TR_2 que es conmutado por el amplificador operacional U_1 conectado como comparador. La tensión del acumulador, V_b, se aplica a la entrada positiva del amplificador operacional a través del divisor de tensión formado por R_4 R_5; la tensión real de funcionamiento se ajusta con R_6. La tensión de referencia V_{ref} para el comparador se obtiene a partir del diodo regulador de tensión D_1 y del resistor R_3 desacoplado mediante el condensador C_1. La corriente por el circuito de referencia se estabiliza mediante la fuente de corriente TR_1; su valor se ajusta mediante R_2 para dar $V_{ref} = 3$ V.

El valor de V_{ref} se elige de acuerdo con el coeficiente de temperatura del diodo D_1 para adaptar el coeficiente de temperatura del acumulador empleado. Un diodo regulador de tensión BZX75-C2V8 posee un coeficiente de temperatura de –8 mV/°C. El acumulador tiene un coeficiente de temperatura de –6 mV/°C por célula para una tensión de 2,25 V para cada una de ellas. Por lo tanto:

$$V_{ref} = 2{,}25 \times (8/6),$$
$$= 3 \text{ V}.$$

Los valores para el divisor de potencial de entrada del amplificador operacional se eligen de tal forma que la salida pase a estado ALTO para la tensión final de carga del acumulador. El valor empleado para el acumulador es de 13,5 V, por lo que:

$$\frac{R_5 + R_6}{R_4 + R_5 + R_6} = \frac{3}{13,5}$$

El transistor TR_2 debe conmutar limpiamente para minimizar la disipación. Para lograr esto, debe existir cierta histéresis para el valor de V_b para el que tiene lugar la conmutación. El circuito de la figura 15 ha sido diseñado para una histéresis de 1,2 V. La variación de la tensión de salida del amplificador está internamente limitada a unos 9 V. Si se emplea este valor, junto con la histéresis permitida, se puede calcular el valor del resistor R_7 de realimentación a partir de:

$$R_7 = R_4(9/1,2).$$

Con R_4 = 10,7 kΩ, se obtiene 80,25 kΩ para R_7; el valor normalizado más cercano se toma igual a 78,7 kΩ (serie E48).

Para TR_2 se emplea el transistor Darlington BDX65; su ganancia de corriente (> 1000) es suficiente para permitir una excitación directa mediante el amplificador operacional. La desconexión completa se asegura mediante la conexión del diodo regulador D_2 en el circuito de base. Para TR_2 es adecuado un radiador de resistencia térmica 10°C/W para una temperatura ambiente de hasta 70°C. Se deben utilizar los accesorios de montaje recomendados. Con esta disposición, se puede derivar toda la corriente de los dos paneles BPX47A.

La función de protección de la corriente inversa se efectúa mediante el diodo D_3 que se halla montado en el mismo radiador que TR_2.

Tal como se ha dicho en el apartado correspondiente al SOAR (área de funcionamiento de seguridad), la tensión en cada uno de los paneles debe mantenerse por encima de los 10 V. Por esta razón, el valor de R_{10} debe mantenerse lo más elevado posible. Sin embargo, existe un valor máximo que cumplirá la relación:

$$V_{CE(sat)TR2} + I_{S(máx)}R_{10} < V_{b(mín)} + V_{F(D3)}.$$

Para una tolerancia de resistencia para R_{10} del 5%:

$$R_{10(nom)} = \frac{V_{b(mín)} + V_{F(D3)} - V_{CE(sat)TR2}}{1,05 I_{S(máx)}}$$

Con lo que:

$$V_{b(mín)} = V_{b(máx)} - \text{histéresis}.$$

Permitiendo 0,3 V de tolerancia en el circuito sensor:

$$V_{b(mín)} = 13,5 - 1,2 - 0,3,$$
$$= 12\ V.$$

Para cada panel, $V_{F(D3)}$ = 0,6 V, $V_{CE(sat)TR2}$ = 1,7 V, y $I_{s(máx)}$ = 0,75 A. Por lo tanto, para un solo panel se necesitará un resistor metálico de 13 Ω y 10 W y para dos paneles dos resistores metálicos de 13 Ω y 5W en paralelo.

Obsérvese que en los cálculos de diseño efectuados anteriormente, es necesario conocer la tensión de final de carga, las tensiones en la carga y su dependencia de la temperatura para el acumulador en particular que se esté utilizando.

En el apéndice se da la lista de los componentes empleados en el circuito de la figura 15.

Circuitos de excitación de motores

En aquellas aplicaciones en las que se emplea una disposición de paneles solares para alimentar un motor que debe desarrollar una gran proporción de su potencia máxima para ponerse en marcha, el motor necesitará una corriente mínima correspondiente. Un ejemplo es el caso en que la instalación excite una bomba de agua, en la que se debe generar una cierta carga de agua antes de poder empezar a suministrar. Bajo estas circunstancias, el motor sólo puede funcionar cuando está disponible virtualmente toda la salida de la disposición de paneles. Sin embargo, esta salida máxima sólo está disponible durante un corto período de tiempo en el día.

Para superar este problema, se deberá incorporar un circuito eléctrico para asegurar que el motor reciba suficiente corriente como para desarrollar el par de arranque, incluso cuando la salida de la disposición de paneles sea baja. Si no se incorporase este circuito, el motor sólo funcionaría durante las horas de máxima irradiación (es decir durante el mediodía), o bien la agrupación de paneles debería ser extremadamente grande.

El circuito de excitación emplea la energía de los paneles para cargar un condensador. El condensador se descarga a través del motor en impulsos de corriente suficientes como para proporcionar el par inicial. La duración de los impulsos depende de la velocidad de carga del condensador mediante los paneles solares. Cuando la salida del conjunto es baja, los impulsos de corriente serán de corta duración y el motor girará lentamente. A medida que la salida aumenta, la duración del impulso aumenta y el motor acelerará. Una vez conocidas las características de carga, de transmisión y del motor, se podrá calcular fácilmente la corriente mínima.

Obsérvese que si la disposición solar se emplea para alimentar una bomba de agua, la función de almacena-

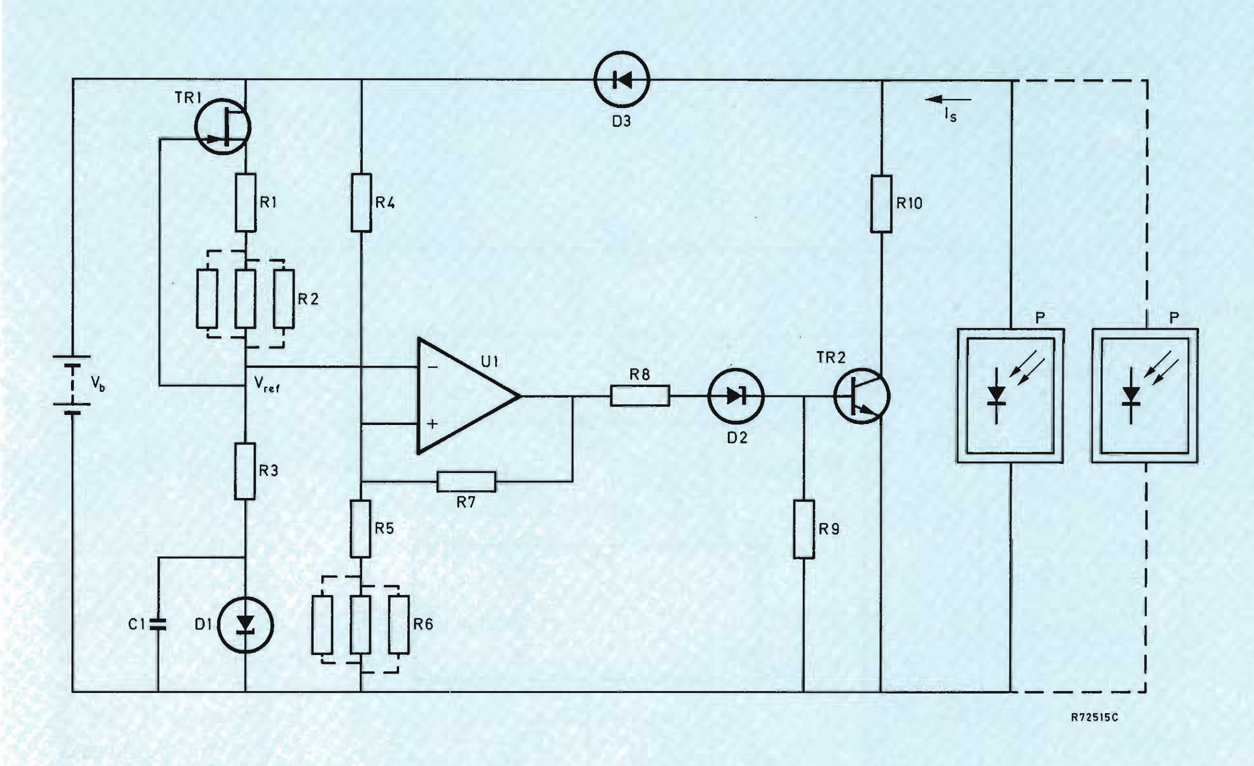


Figura 15. Sencillo regulador en paralelo para la salida de uno o dos paneles BPX47A.

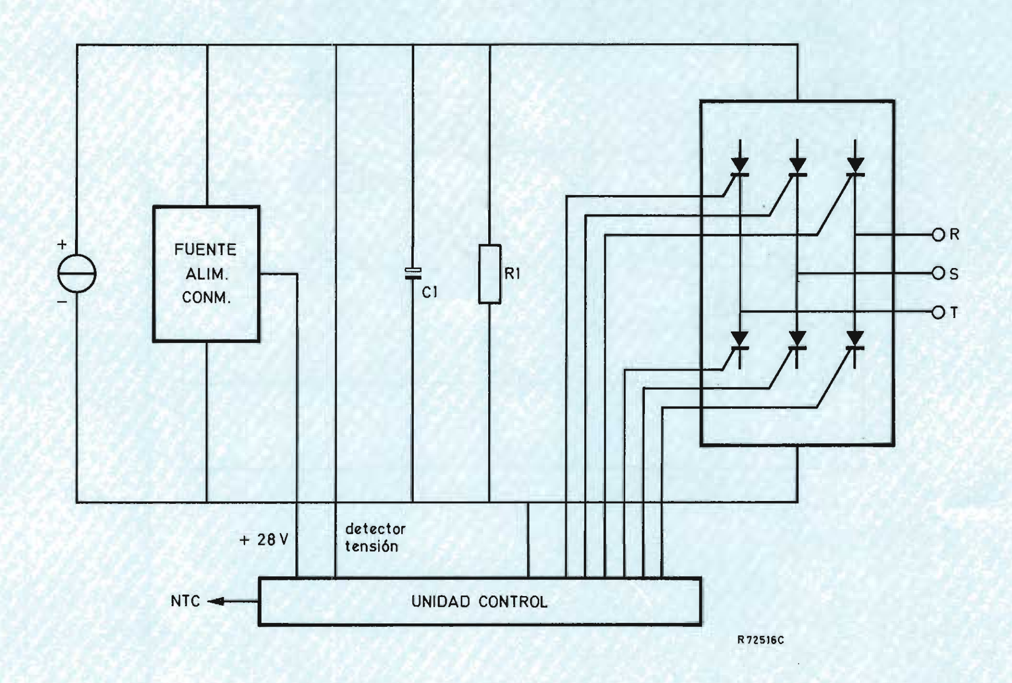


Figura 16. Esquema de un circuito de excitación para un motor trifásico de c.c. de inducción de jaula de ardilla.

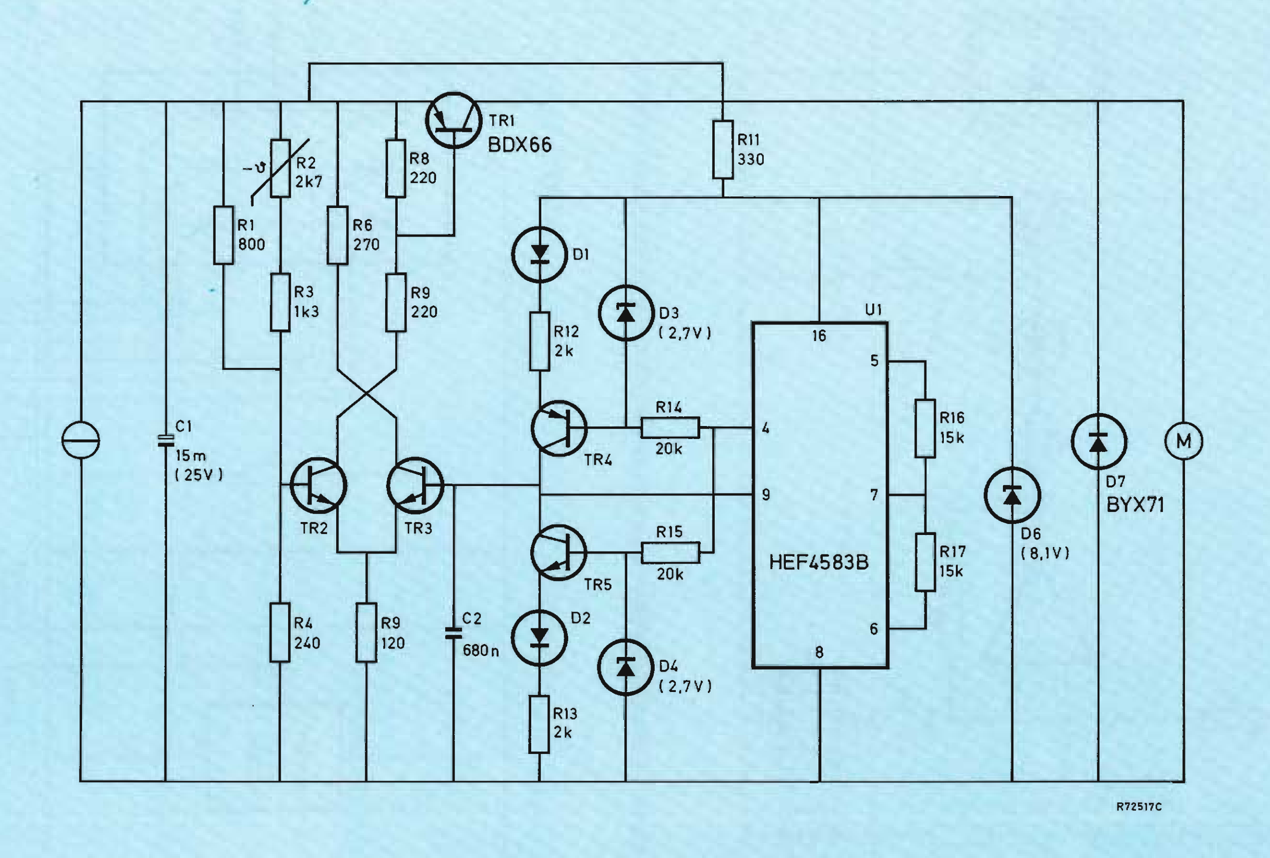


Figura 17. Circuito de excitación para un motor de c.c.

miento de energía será realizada por el mismo depósito de agua, por lo que no será necesario emplear el acumulador y el regulador de carga.

Circuito excitador de motores de c.c.

La figura 17 muestra un circuito de excitación de motores de c.c. diseñado a partir de medio circuito integrado doble disparador de Schmith HEF4583B. Junto con TR_4, TR_5 y C_2, U_1 forma un generador de onda triangular. Cuando la patilla 4 de salida de U_1 está en estado BAJO, C_2 se carga a través de TR_4. Cuando la tensión por C_2, detectada por la patilla 9, es superior a un cierto nivel preestablecido, la patilla 4 pasa a estado BAJO, y C_2 se descarga a través de TR_5. Cuando la tensión en la patilla 9 cae por debajo de un segundo nivel ajustado más bajo, U_1 conmuta de nuevo, la patilla 4 pasa al estado BAJO y se repite el ciclo. Las tensiones umbral superior e inferior están fijadas mediante R_{16} y R_{17}. El nivel medio de la forma de onda es la mitad de la tensión en el diodo D_6 (= 8, 1/2 V). Su frecuencia de repetición está determinada mediante C_2, R_{12} y R_{13}.

La tensión en C_2 alimenta la base de TR_3 que forma un par de cola larga con TR_2. La base de TR_2 se alimenta a partir del potenciómetro a través de C_1, que, a su vez, está conectado al panel solar. Cuando el valor instantáneo de la onda en diente de sierra a través de C_2 es superior al valor de la tensión aplicada a la base de TR_2, sólo conducirá TR_3 y TR_1 estará bloqueado. Inversamente, cuando el nivel del diente de sierra esté por debajo de la tensión en la base de TR_2, sólo conduce TR_2 y por tanto TR_1 conmutará a saturación. Obsérvese que el estado de TR_1 (saturación o bloqueo) depende de la relación entre las tensiones aplicadas a las bases de TR_2 y TR_3 y no de sus valores absolutos.

El margen de tensiones de control en C_1 es de 1,5 V, centrada en la tensión óptima de funcionamiento del panel. Debido a que esta tensión óptima depende de la temperatura, el divisor de potencial que alimenta la base de TR_2 incluye el resistor NTC, R_2. Esto asegura que el funcionamiento óptimo se mantiene dentro de un amplio margen de temperaturas.

Para elevados niveles de insolación, el drenaje en C_1 será menor que la cantidad suministrada por el conjunto de paneles, por ello TR_1 conduce de forma continua. A medida que la radiación cae, la tensión en C_1 cae dentro del margen de control y TR_1 empieza a conmutar haciendo que el motor gire a velocidad reducida.

Circuito excitador de motores de c.a.

Los motores trifásicos de inducción de jaula de ardilla tienen muchas ventajas sobre los motores de c.c. No requieren mantenimiento, su construcción es más sencilla, y por lo tanto, resultan más baratos, se puede disponer de un amplio margen de tamaños, y finalmente sus densidades de potencia así como las relaciones potencia/peso son generalmente mejores. Estas propiedades los hacen más adecuados para ser empleados en lugares de difícil acceso, como por ejemplo en bombas de inmersión.

Al igual que los motores de c.c., los motores de c.a., de jaula de ardilla, necesitan una gran parte de su corriente nominal de funcionamiento para arrancar. Por lo tanto, para alimentar estos motores de forma eficiente a partir de una disposición de paneles solares, se requiere no solamente producir potencia trifásica, sino también impulsos de corriente para los niveles bajos de radiación. De esta forma, se mantiene bajo el par motor para las bajas velocidades y para bajos niveles de insolación.

La figura 16 muestra los elementos de un circuito de excitación que genera energía trifásica en impulsos de anchura variable y frecuencia constante. El condensador C_1 se carga mediante la disposición de paneles solares. Una fuente de alimentación conmutada (ligera, eficiente y fiable) convierte parte de la salida de esta disposición en 28 V de c.c. que alimentan la circuitería de la unidad de control. El resistor R_1 carga los paneles hasta que la salida es suficiente como para poner en marcha el motor, produciéndose entonces la desconexión del circuito. De esta forma se evita la puesta en marcha del motor hasta que la salida de la disposición de paneles sea mayor que la corriente de mantenimiento del tiristor. Esto evita también el disparo de las malas combinaciones de tiristores. Un resistor NTC en la unidad de control asegura que el punto de funcionamiento de la disposición de paneles se mantiene cerca del óptimo para un amplio margen de temperaturas. La salida de la disposición, próxima a los 300 V, se aplica a la unidad de control que detecta el nivel de potencia disponible.

EL FUTURO DE LOS PANELES SOLARES

La energía se está haciendo más barata, en particular la procedente de las células solares. Las tendencias ya familiares de mejoras en los procesos de fabricación, aumentos en la producción, obtención de mayores y mejores prestaciones, contribuyen a la reducción de los costos. Los tamaños de las instalaciones están aumentando; desde algunos vatios hasta centenares de vatios, las capacidades de energía solar están entrando ahora en el margen de los kilovatios.

Las modernas técnicas permiten que las salidas de las disposiciones de paneles solares se conviertan en potencia a cualquier tensión o frecuencia, de forma barata y eficiente. La energía producida puede, desde luego, ser

convertida a otras formas, mecánicas o térmicas.

Prescindiendo de las mejoras, la energía solar es sin lugar a dudas tan barata como la electricidad obtenida a partir de un sistema de distribución nacional. Sin embargo, existen muchos lugares en los que se requiere energía pero a los que no llega la red nacional. Algunas actividades, tales como la minería y el refinado de minerales, que se realizan en lugares remotos consumen grandes cantidades de energía. Si la energía puede ser suministrada a un precio suficientemente bueno, podría resultar interesante para efectuar el procesado del mineral en la mina y para proceder al transporte (otro proceso que consume energía) tan sólo del metal refinado. Incluso en la actualidad, la energía solar podría resultar atractiva para este tipo de actividades.

Evidentemente, la situación está cambiando rápidamente. Incluso sin el casi inevitable desarrollo de la tecnología de nuevos componentes, el progreso industrial normal de fabricación de pequeñas a grandes cantidades disminuirá los costos de una forma cada vez más rápida. Por ello, la energía solar no puede y no debe ser ignorada: es más bien importante y puede llegar a ser vital.

APENDICE

Componentes de la figura 15

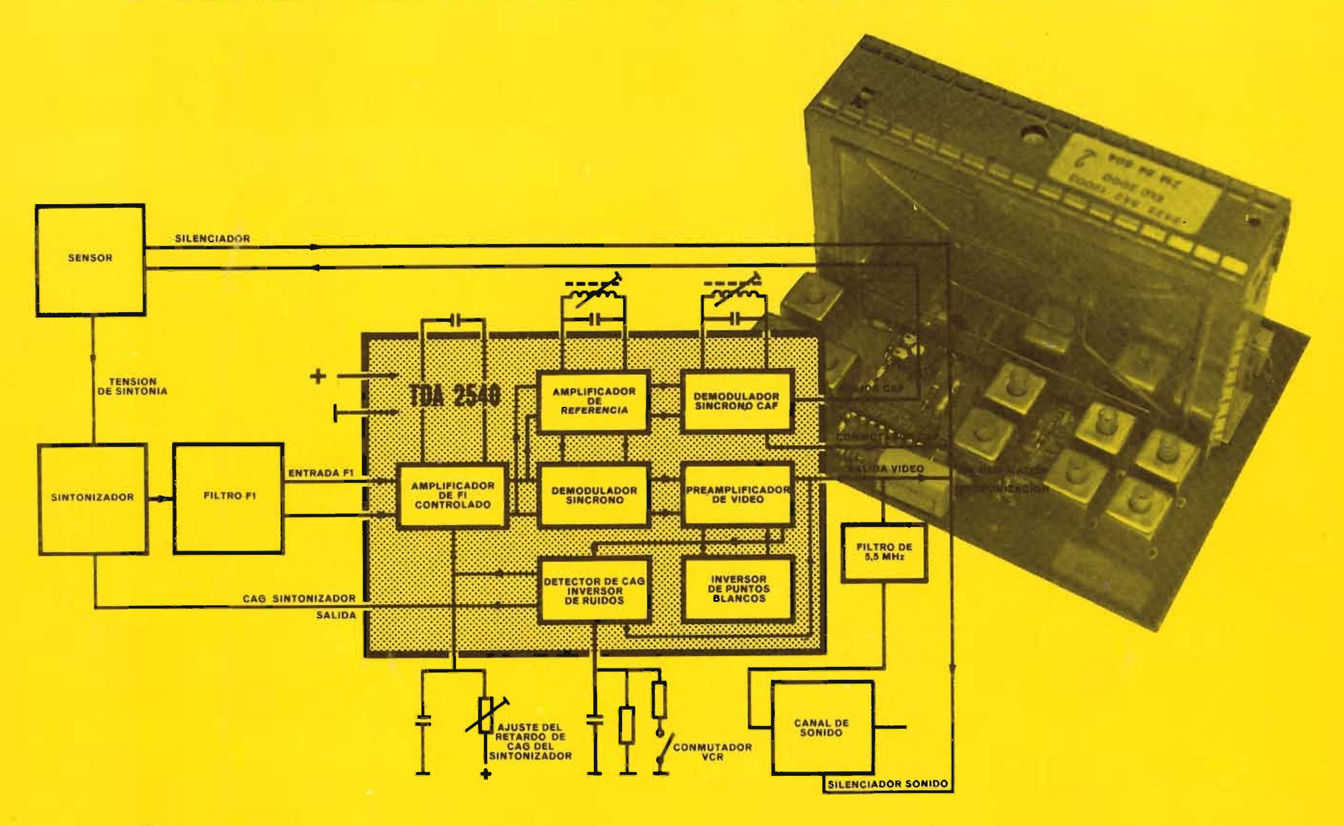
U_1 μA741T
TR_1 BFW10
TR_2 BDX65 (con accesorios de montaje 56201)
D_1 BZX75-C2V8
D_2 BZX75-C2V8
D_3 BYX25
C_1 100 nF
R_1 1 kΩ
R_2 ajustado para $V_{ref} = 3$ V
R_3 332 Ω
R_4 10,7 kΩ
R_5 2,1 kΩ
R_6 ajustado para que TR_2 pase a conducción a V_b = 13,5 V
R_7 78,7 kΩ
R_8 1,1 kΩ
R_9 750 Ω
R_{10} véase el texto
Todos los resistores son de película metálica ■

Tabla 1. *Características representativas de acumuladores de almacenamiento*

Característica	Unidad	Niquel-cadmio		Plomo ácido		
		sellado	no sellado	sellado	Pb-Sb	Sb-libre
Capacidades unidad:						
mínima	Ah	0.01	10	1	10	20
máxima	Ah	15	1500	10	200	2000
Velocidad descarga	h	10	5	20	20	10
Ciclos carga/descarga*		>500	>1000	>250	>250	>1000
Intervalo mantenimiento	meses	–	6	–	6	12
Vida de funcionamiento	años	10	10 to 25	4	5	20 to 25
Retención de carga	%/ meses	35	35	3	10 a 30	1,5 a 3
Temperatura funcionamiento:						
mínima	°C	−20	−20	−20	−20	−20
máxima	°C	+45	+45	+45	+60	+50

*Descarga no inferior que el porcentaje mínimo especificado de capacidad.

Circuitos integrados para TV color
AMPLIFICADOR DE F.I.



TDA 2540

Circuito integrado monolítico que incorpora las funciones de amplificación de FI, CAF y CAG. Cubre todas las exigencias que requieren los receptores de televisión en color o en blanco y negro de gran calidad. Realiza las siguientes funciones:

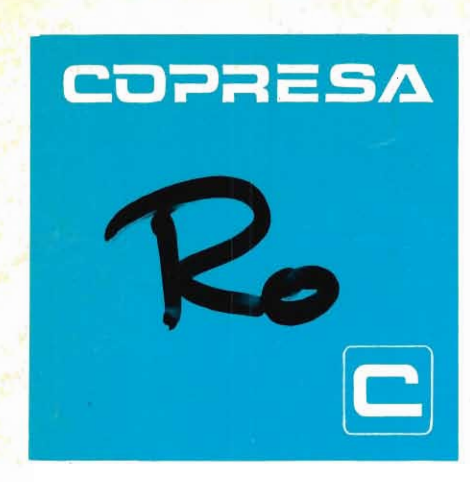
- Amplificador de banda ancha para F.I. de tres etapas controladas con ganancia suficiente para acoplo directo al sintonizador.
- Demodulador síncrono
- Preamplificador de vídeo con inversor de puntos blancos e inversor de ruidos
- Control automático de ganancia (C.A.G.), con una etapa de retardo para el control de sintonizadores NPN
- Control automático de frecuencia (C. A. F.), que puede desconectarse mediante conmutador
- Conmutador para V.C.R. que permite atacar el receptor mediante señal de vídeo frecuencia

TDA 2541

- Circuito integrado monolítico que realiza las mismas funciones que el TDA 2540, pero acoplado a un sintonizador con transistores PNP.

Otros circuitos integrados para televisión en color

TDA 2522	Demodulador de color
TDA 2530	Matriz RGB
TDA 2560	Control de luminancia y crominancia
TDA 2590	Procesador de señal y oscilador de línea
TDA 2640	Control fuente de alimentación conmutada
TDA 2600	Desviación vertical
TDA 2610	Salida de audio



Revista "Miniwatt" signetics

Vol. 18 - Núm. 8

50 Ptas.

Instructor 50

Revista Miniwatt

VOLUMEN 18 - Número 8

AGOSTO-SEPTIEMBRE 1979



INDICE

Publicada por:

COMPAÑIA DE PRODUCTOS ELECTRONICOS "COPRESA", S. A.

Revista MINIWATT
Balmes, 22 - Barcelona-7

SUSCRIPCION ANUAL
(11 números) 450 Ptas.
PRECIO EJEMPLAR 50 Ptas.
CAMBIO DOMICILIO 25 Ptas.

ISSN 0210-2641
Depósito Legal B.18.387-61
GRAFESA - Nápoles, 249 - Barcelona

EDITORIAL

Como se sabe, en 1975 se incorporó a nuestra organización la firma norteamericana Signetics que posee, además de los centros de producción de USA y Corea del Sur, tres factorías en Europa, figurando en los primeros puestos del ranking mundial de los fabricantes de circuitos integrados.

Esta unión dió lugar a que se dispusiera de una amplia gama de productos de gran calidad, con lo que Philips se reafirmó en el mercado de los circuitos integrados, poniendo en un plano de igualdad su potencial profesional con el de gran público.

Por lo expuesto se ha considerado interesante iniciar con el presente número una dedicación bimestral de la Revista Miniwatt al tema exclusivo de la electrónica profesional. Dentro de este campo se tiene la intención de centrar el contenido de estos números bimestrales de la Revista Miniwatt en el mundo de los microprocesadores, ya que dichos componentes están originando desde hace unos años los mayores adelantos tecnológicos. Se pretende ofrecer información general junto con aplicaciones de los componentes presentados.

Este número de la Revista Miniwatt se dedica al microprocesador 2650. En posteriores números se introducirán los demás microprocesadores de la gama Signetics. Entre ellos la familia del microcomputador MOS de un solo chip MP8048 (MP8748, MP8035L, MP8049, MP8021, MP8022), el microprocesador bipolar para control y manejo rápido de datos 8X300, el microprocesador MOS de aplicaciones generales MP8080A, y los microprocesadores bipolares microprogramables modulares 2900 (4 bits) y 3000 (2 bits).

E. Riverola

Microprocesador 2650

En el presente artículo se describen las características más importantes del microprocesador 2650.

CARACTERISTICAS GENERALES

El microprocesador 2650 es un circuito de gran escala de integración realizado en tecnología MOS de canal N que constituye una unidad central de proceso (CPU) de 8 bits.

Se presenta en una cápsula normalizada de 40 patillas y necesita solamente una tensión de alimentación de 5 V.

La Unidad Aritmética permite realizar operaciones aritméticas en el sistema binario natural y en el BCD natural. Contiene un total de siete registros de aplicación general de ocho bits de capacidad cada uno.

Este microprocesador puede direccionar hasta 32K de 8 bits en cuatro páginas de 8K cada una. Sus instrucciones son de uno, dos, o tres octetos de longitud. La utilización de instrucciones de diferentes longitudes permite reducir al mínimo la capacidad de memoria para almacenar un programa porque se pueden utilizar Instrucciones de uno o dos octetos en lugar de las de tres octetos, para resolver muchos algoritmos. El primer octeto de una instrucción indica el código de la operación a realizar y el modo de direccionamiento utilizado. La mayor parte de las instrucciones utilizan seis bits para los fines citados, y los dos restantes especifican un registro de aplicación general. Algunas instrucciones utilizan todos los bits del primer octeto como un código de operación.

La instrucción más compleja tiene una longitud de tres octetos y una duración de ejecución de 9,6 μs, si el generador de impulsos es de la máxima frecuencia posible y las memorias externas de acceso aleatorio tienen un tiempo de acceso menor de 1 μs. La instrucción más rápida se ejecuta en 4,8 μs.

La entrada del generador de impulsos del microprocesador es un terminal único al que se ha de aplicar la señal de un oscilador externo.

Las barras de información y dirección son de tres estados para facilitar el diseño de un microordenador. Las señales de control de la memoria y de las transferencias de entrada y salida son asíncronas para facilitar la realización de canales de acceso de datos y la interconexión de varios microprocesadores para obtener un sistema de multiproceso.

El sistema de interrupciones ha sido realizado con un solo nivel y direcciones vectorizadas, es decir, el periférico que interrumpe puede indicar directamente al procesador cual es la dirección de memoria en la que se inicia la subrutina que controla su transferencia de entrada o salida de información.

ESTRUCTURA DE LA UNIDAD CENTRAL DE PROCESO 2650

En la figura 1 se representa el diagrama de bloques del microprocesador 2650, en el cual se indican los principales elementos que lo componen y su interconexión.

La característica principal del microprocesador 2650 es la de poseer barras de dirección y de datos independientes. Las señales que entran y salen del microprocesador se pueden agrupar tal como se indica en la figura 2.

Para ejecutar una instrucción, el microprocesador 2650 ha de realizar las siguientes operaciones elementales en secuencia:

1. Enviar el contenido del Registro de Dirección de

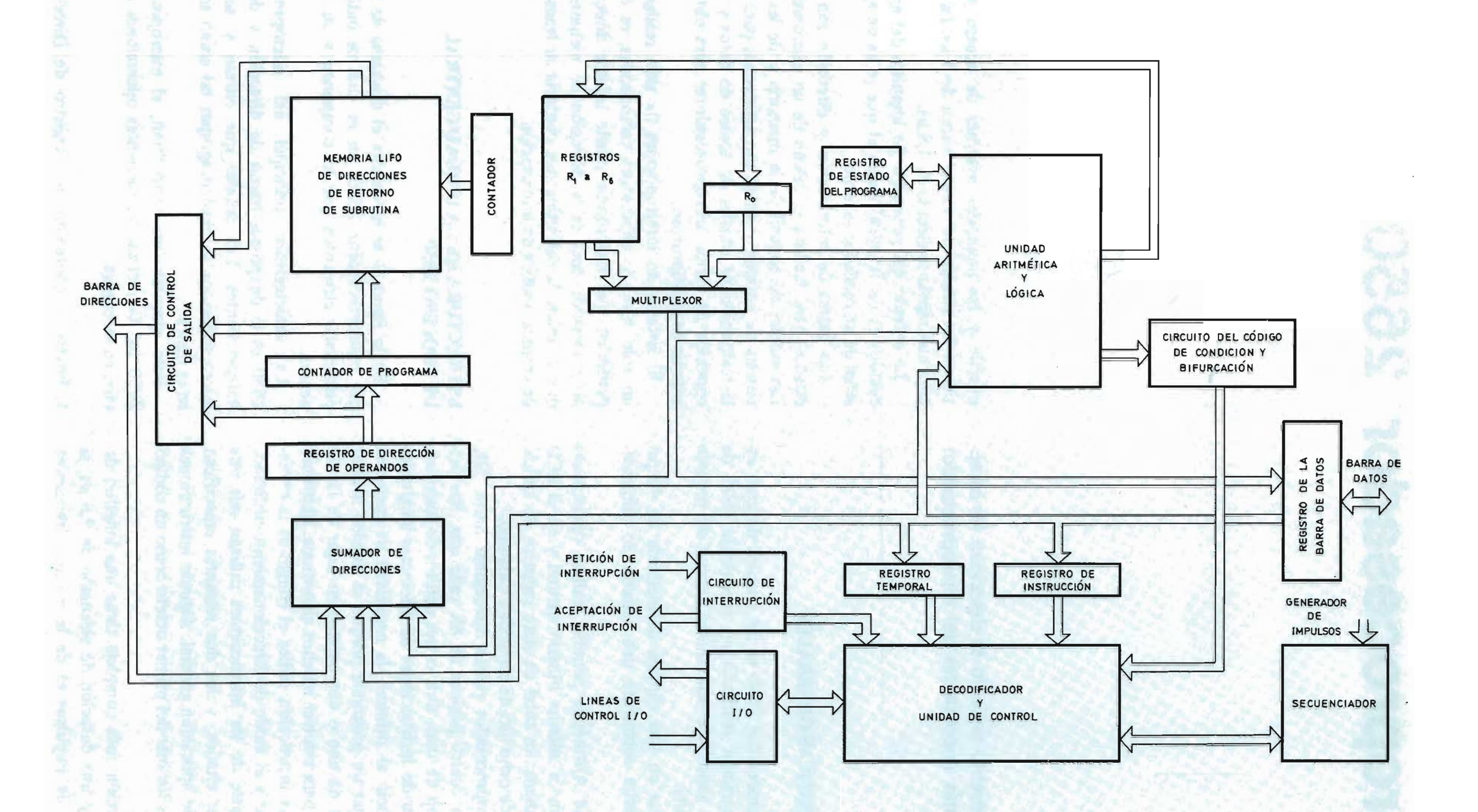


Figura 1. Diagrama de bloques del microprocesador 2650.

Instrucciones (Contador de Programa) a la barra de dirección.

2. Simultáneamente enviar las señales de control adecuadas a la memoria externa de acceso aleatorio y almacenar el contenido de la posición direccionada en el Registro de Instrucción a través de la barra de datos.
3. Decodificar el contenido del Registro de Instrucción para determinar el tipo de Instrucción y el tipo de direccionamiento.
4. Si la instrucción necesita un operando situado en memoria, el microprocesador ha de calcular su dirección de acuerdo con las indicaciones del tipo de direccionamiento e introducirla en el registro de dirección del operando y llevarla a las barras de dirección a través del circuito de control de salida de la dirección.
5. A continuación el microprocesador ha de dar una orden de lectura a la memoria, que hace aparecer el operando en las barras de dato, y lo introduce en el Registro de las barras de dato.
6. Seguidamente se ejecutará la operación especificada en la instrucción y el resultado se introducirá en uno de los registros R_0 a R_6 según el estado del campo correspondiente de la instrucción.

El Registro de Instrucción almacena temporalmente el primer octeto de cada instrucción. Su contenido se decodifica y actúa sobre la unidad de control que genera las señales necesarias para la ejecución de la instrucción.

El Registro temporal se utiliza en algunas de las instrucciones de dos o tres octetos para almacenar parte de la dirección del operando en el direccionamiento absoluto.

La Unidad Aritmética y Lógica realiza todas las operaciones aritméticas, lógicas y de transferencia con los operandos: Carga de los registros R_0 a R_7, con el contenido de una posición de memoria, Almacenamiento de los contenidos de R_0 a R_7, Suma binaria, Resta binaria y lógica, O lógica, O exclusiva, Comparación, Desplazamiento del contenido de los Registros R_0 a R_7, Incremento y Disminución del contenido de los registros R_0 a R_7. Además controla el contenido del bit de acarreo, el bit de Rebasamiento, el bit de acarreo entre dígitos (BCD natural), y los bits del código de condición (*Condition code*) del Registro de estado y control del programa.

La Unidad de memoria situada en el microprocesador contiene seis registros (R_1 a R_6) organizados en dos grupos de tres registros cada uno. El bit de selección de registro (RS) del Registro de estado y control del programa permite seleccionar el grupo con el cual se realizan las operaciones. Las transferencias de información se realizan siempre entre un registro de uno de los dos grupos y el registro R_0 que es independiente de todos los demás.

El cálculo de las direcciones en los diferentes tipos de direccionamiento se realiza mediante un Sumador de direcciones independiente de la Unidad Aritmética y Lógica.

El Registro de Dirección de la Instrucción o Contador de Programa almacena el contenido de la dirección del próximo octeto que el microprocesador ha de leer en la memoria. El Registro de Dirección del operando almacena la dirección del operando y los resultados parciales en el cálculo de las direcciones.

La Memoria de direcciones de retorno de subrutina es del tipo secuencial LIFO de ocho niveles. En esta memoria se almacena la dirección de retorno cuando el microprocesador realiza una instrucción de salto a una subrutina. Cuando al terminar la subrutina, se ejecuta una instrucción de retorno al programa principal, la unidad de control transfiere la información de la memoria de retorno de subrutinas al Registro de dirección de la Instrucción o Contador de programa.

Los ocho niveles de la memoria secuencial LIFO utilizada, permiten realizar sucesivos saltos a subrutina en el interior de otra subrutina hasta un número máximo de ocho. La memoria LIFO está asociada a un contador de tres bits cuyo estado indica la posición de la cual se extraerá la información al realizar la primera instrucción de retorno al programa principal.

INSTRUCCIONES

Las instrucciones del microprocesador 2650 se pueden clasificar de acuerdo con varios criterios.

Clasificación de las instrucciones de acuerdo con su longitud

El microprocesador 2650 utiliza instrucciones de longitud variable.

La longitud de la instrucción depende del tipo de operación a realizar y de la forma de obtener la dirección del operando.

a) *Instrucciones de un octeto*

Se incluyen dentro de este grupo las instrucciones que operan exclusivamente con los registros de la unidad central de proceso R_0 a R_6 y otras instrucciones de control y entrada/salida: Operación nula (*No operation*), Paro (*Halt*), Entrada (*Read*) y Salida (*Write*) de información desde o hacia un periférico, etc.

b) *Instrucciones de dos octetos*

Pertenecen a este grupo todas las instrucciones que

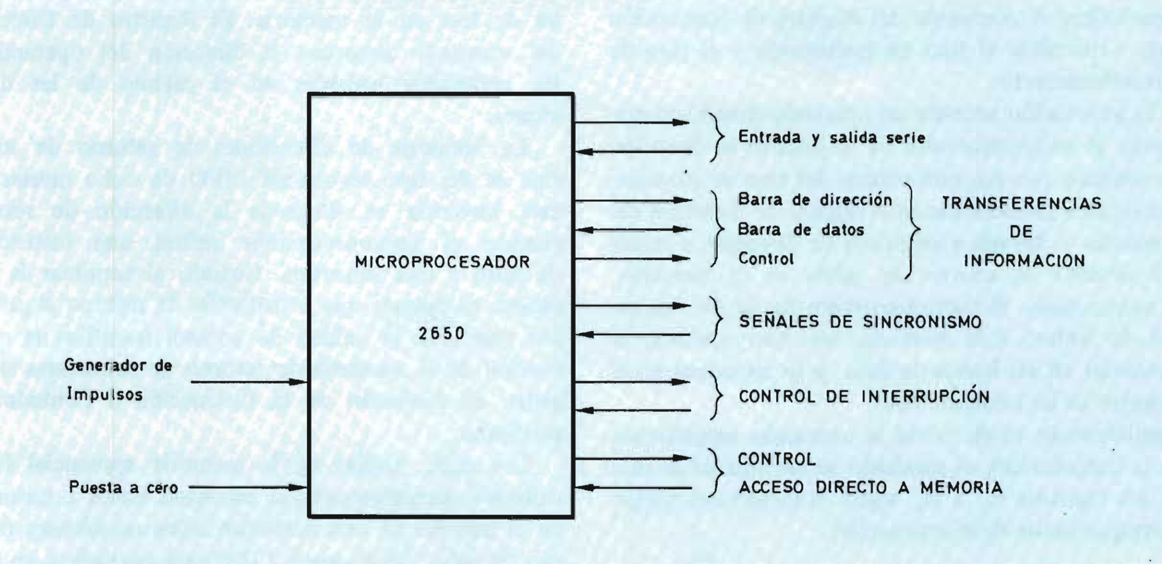


Figura 2.

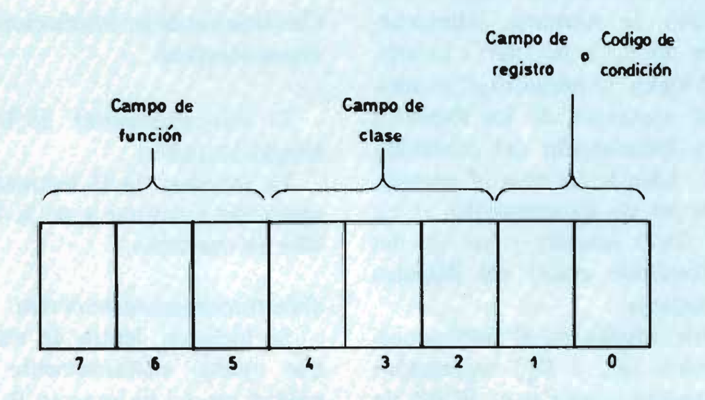


Figura 3.

operan con un dato almacenado en memoria y utilizan direccionamiento relativo e inmediato.

c) *Instrucciones de tres octetos*

Pertenecen a este grupo aquellas instrucciones que operan con un dato contenido en memoria y utilizan los tipos de direccionamiento absoluto e indexado.

Clasificación de las instrucciones de acuerdo con el código de operación

1.°) Instrucciones aritméticas y lógicas y de transferencia o movimiento de datos entre registros.
2.°) Instrucciones aritméticas y lógicas, y de transferencia entre un registro del microprocesador y una posición de memoria.
3.°) Instrucciones de salto o bifurcación condicional e incondicional.
4.°) Instrucciones de control.
5.°) Instrucciones de entrada y salida.

El código de operación de la instrucción está siempre contenido en el primer octeto que se lee de la memoria en un ciclo de búsqueda de instrucción. Este octeto está dividido en tres campos tal como indica la figura 3.

El campo de Clase especifica el grupo al cual pertenece la instrucción entre los definidos en párrafos anteriores, el tipo de direccionamiento y el número de ciclos de la unidad de control del microprocesador necesarios para cada instrucción. El campo de Clase especifica también con una sola excepción, el número de octetos que ocupa la instrucción de la memoria.

En los grupos de instrucciones aritméticas, el campo de función especifica una de las ocho operaciones siguientes.

Cargar (Load)
O exclusiva (Exclusive OR)
Y lógica (AND)
O lógica (Inclusive OR)
Suma (Add)
Resta (Subtract)
Almacenar (Store)
Comparación (Compare)

En el grupo de las instrucciones de bifurcación, el campo de función especifica una de las ocho operaciones siguientes.

- Bifurcar si se cumple la condición.
- Bifurcar a subrutina si se cumple la condición.
- Bifurcar si el contenido del registro seleccionado no es nulo.
- Bifurcar a subrutina si el contenido del registro seleccionado no es nulo.
- Bifurcar si no se cumple la condición.
- Bifurcar a una subrutina si no se cumple la condición.
- Incrementar el contenido de un registro y bifurcar si su contenido no es nulo.
- Disminuir en uno el contenido de un registro y bifurcar si su contenido no es nulo.

En los grupos de instrucciones de control, Entrada/Salida y rotación, ambos campos, el de Clase y el de Función especifican conjuntamente el tipo de acción a realizar por la instrucción.

El campo de registro o campo de control tiene significado diferente según la clase a la que pertenece la instrucción. En las instrucciones aritméticas, de transferençia y de entrada-salida se especifica el registro con cuyo contenido se realiza la operación, el que recibe el resultado o el registro de índice si el modo de direccionamiento es indexado, o un código de condición en las instrucciones de bifurcación condicional.

En las instrucciones de operación entre registros y en las de modo de direccionamiento indexado, el registro cero está direccionado de una forma implícita y según el tipo de operación proporciona uno de los operandos o recibe el resultado. Todas las demás instrucciones que operan con el contenido de un registro, especifican el registro utilizado mediante el campo de registro, excepto las instrucciones de bifurcación indexada en las que se especifica el registro R_3.

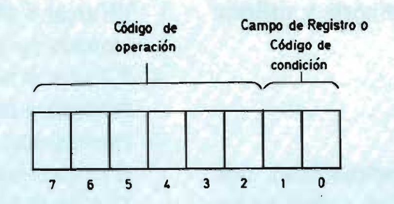
Las instrucciones de bifurcación condicional utilizan el campo de registro como un código de condición, y lo comparan con el contenido del Registro del código de condición (CC) del Registro de estado y control del programa para tomar la decisión de bifurcar según el resultado de dicha comparación. Algunas instrucciones utilizan el campo de registro como parte del código de operación y por lo tanto no permiten seleccionar el registro a utilizar.

TIPOS DE DIRECCIONAMIENTO

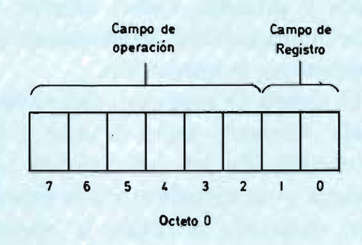
Se entiende por direccionamiento la forma en que una unidad central de proceso obtiene la dirección del operando.

El microprocesador 2650 utiliza los siguientes tipos de direccionamiento.

- De registros
- Inmediato
- Relativo
- Indexado
- Absoluto
- Indirecto.

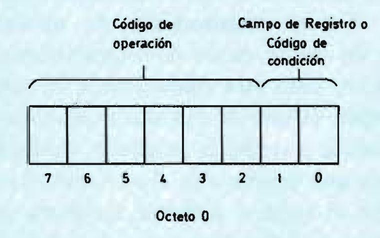


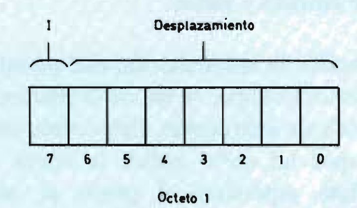
DIRECCIONAMIENTO DE REGISTROS
a)



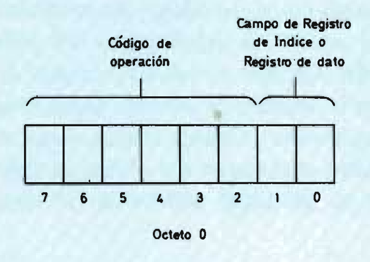


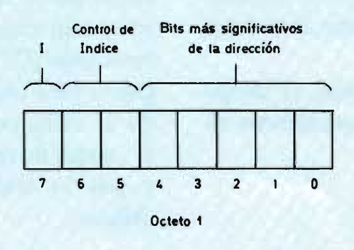
DIRECCIONAMIENTO INMEDIATO
b)

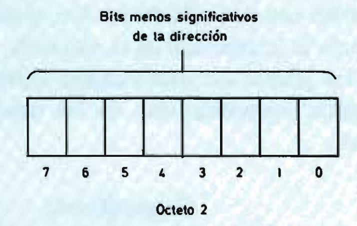




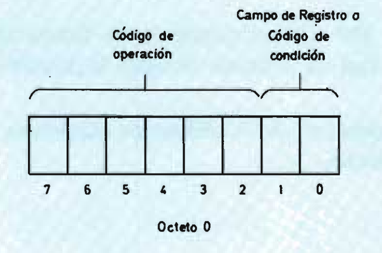
DIRECCIONAMIENTO RELATIVO
c)

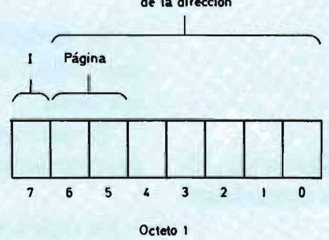






DIRECCIONAMIENTO ABSOLUTO E INDEXADO
d)







DIRECCIONAMIENTO ABSOLUTO
e)

Figura 4.

Direccionamiento de registros

Todas las instrucciones que realizan operaciones entre registros tienen una longitud de un octeto. El formato de este tipo de direccionamiento se indica en la figura 4a.

Dado que solamente se utilizan dos bits para seleccionar un registro, el registro R_0 contiene siempre uno de los operandos y mediante los citados bits se selecciona el registro que suministra el otro operando de uno de los dos grupos (el grupo lo selecciona el bit correspondiente del Registro de estado del programa).

El registro R_0 se puede también seleccionar de forma explícita en las instrucciones que utilizan un solo operando, como por ejemplo la transferencia de información de una posición de memoria a un registro.

Direccionamiento inmediato

El dato con el cual se ha de realizar la operación indicada en el código de operación de la instrucción está contenido en la dirección de memoria siguiente a aquella en la cual se encuentra la instrucción. Según el código de operación contenido en la instrucción, dicho dato puede ser un número binario negativo o positivo o una máscara lógica. En la figura 4b se representa el formato de una instrucción de direccionamiento inmediato.

Direccionamiento relativo

Todas las instrucciones que utilizan el direccionamiento relativo ocupan dos posiciones (dos octetos) de la memoria y utilizan un operando situado en memoria. El otro operando es el contenido de un registro, especificado mediante el Campo de Registro de la instrucción. El formato de las instrucciones que utilizan el direccionamiento relativo se indica en la figura 4c.

Direccionamiento absoluto e indexado

El direccionamiento indexado se utiliza siempre en combinación con el absoluto, y exclusivamente en las instrucciones operativas y de transferencia que utilizan un operando situado en memoria (estas instrucciones no toman decisión de bifurcación). Las instrucciones que toman la decisión de bifurcar utilizan el direccionamiento absoluto.

Direccionamiento indexado y absoluto de las instrucciones operativas y de transferencia con la memoria

Las instrucciones que utilizan estos tipos de direccionamiento tienen una longitud de tres octetos (figura 4d).

Direccionamiento absoluto de las instrucciones de bifurcación

Las instrucciones de bifurcación que utilizan el direccionamiento absoluto son de tres octetos y poseen un formato como el especificado en la figura 4e.

Los bits 5 y 6 del octeto 1 se consideran los bits más significativos de la dirección y no se interpretan como bits de Control de Indice. Por lo tanto todas las instrucciones de bifurcación que poseen este formato no permiten la realización de direccionamiento indexado.

Existe una instrucción especial de bifurcación incondicional y otra de bifurcación incondicional a una subrutina, que realizan direccionamiento indexado utilizando como registro de índice R_3. Estas instrucciones se denominan mediante los códigos simbólicos BXA (*Branch indexed and absolute*) y BSXA (*Branch to subroutine indexed and absolute*).

Direccionamiento indirecto

El direccionamiento indirecto se utiliza en combinación con el relativo, el indexado y el absoluto. Al realizar direccionamiento indirecto, el microprocesador interpreta el contenido de la dirección como una nueva dirección en lugar de como un dato.

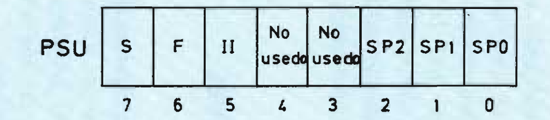
Cuando se combina el direccionamiento indirecto con el indexado primero se realiza aquél y después éste, lo cual suele denominarse postindexado.

La realización del direccionamiento indexado añade dos ciclos (6 períodos del generador de impulsos) al tiempo de ejecución normal de una instrucción. Las direcciones indirectas están constituidas por 15 bits almacenados en dos posiciones consecutivas de memoria y por lo tanto permiten direccionar cualquier posición de los 32K de memoria. Solamente se puede realizar un nivel de direccionamiento indirecto.

REGISTRO DE ESTADO Y CONTROL DEL PROGRAMA

El Registro de estado y control del programa (PSW) es un registro especial del microprocesador 2650 que contiene bits de control y de estado del programa. Su longitud es de 16 bits y está dividido en dos octetos que reciben los nombres de Superior e Inferior.

El Registro de estado y control del programa puede ser comprobado, cargado con un octeto procedente de una posición de memoria, almacenado en una posición



S Detección (Sense)

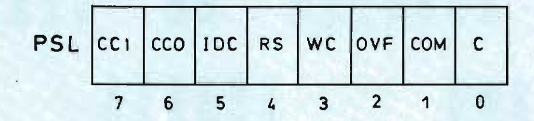
F Control (Flag)

II Inhibición de interrupciones (Interrupt Inhibit)

SP2 Contador de la memoria LIFO (Bit 2)

SP1 Contador de la memoria LIFO (Bit 1)

SP0 Contador de la memoria LIFO (Bit 0)



CC1 Registro del código de condición (Bit 1)

CC0 Registro del código de condición (Bit 0)

IDC Acarreo entre dígitos

RS Bit de selección de registros

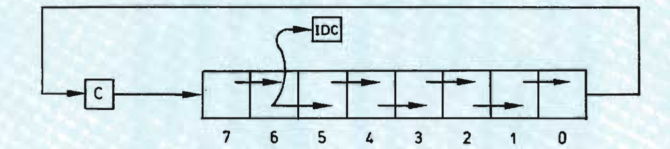
WC Inhibición de acarreo

OVF Bit de rebasamiento

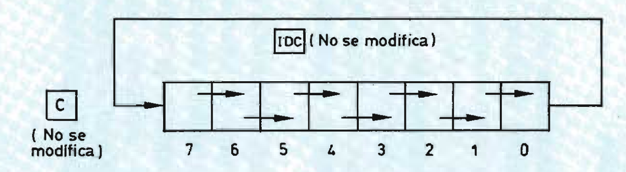
COM Bit de comparación

C Bit de acarreo

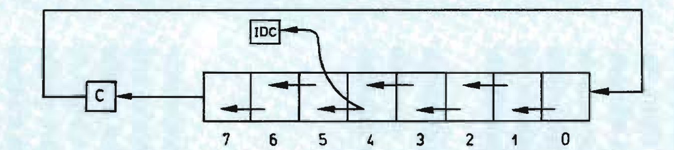
Figura 5.



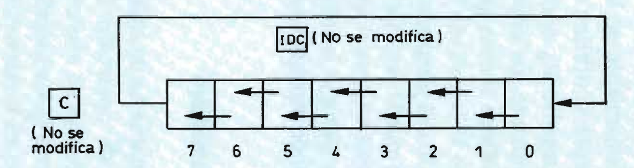
ROTACIÓN DE UN REGISTRO HACIA LA DERECHA
(ACARREO INCLUIDO)



ROTACIÓN DE UN REGISTRO HACIA LA DERECHA
(ACARREO EXCLUIDO)



ROTACIÓN DE UN REGISTRO HACIA LA IZQUIERDA
(ACARREO INCLUIDO)



ROTACIÓN DE UN REGISTRO HACIA LA IZQUIERDA
(ACARREO EXCLUIDO)

Figura 6.

de memoria, borrado o puesto a uno en bits seleccionados mediante instrucciones especiales. El bit de detección (*SENSE bit*) no puede ser borrado porque está conectado directamente al terminal 1. En la figura 5 se indica el significado de cada uno de los bits del Registro de estado y control de programa.

Bit de detección (*SENSE*) (S)

El Bit de detección memoriza el estado del terminal 1 del microprocesador.

Bit de Control (*FLAG*) (F)

El bit de Control (*Flag*) es un simple biestable cuya salida está unida al terminal 40 del microprocesador.

Bit de inhibición de interrupción (II)

Está constituido por un biestable que cuando se encuentra en estado uno impide la aceptación de interrupciones por parte del microprocesador. Cuando su estado es cero las interrupciones están desinhibidas y al producirse éstas, automáticamente cambian a uno el estado de este biestable.

Contador de la memoria LIFO (SP)

Este contador tiene tres bits y se utiliza para direccionar la memoria LIFO que contienen las direcciones de retorno de las subrutinas. Su contenido indica la posición de la memoria LIFO que contiene la dirección de retorno de la subrutina que está ejecutándose.

Registro del Código de condición (CC)

Este registro está constituido por dos biestables cuyo estado es modificado cuando el microprocesador realiza una instrucción de carga o cambio del contenido de uno de los registros R_0 a R_7.

Las instrucciones de comparación actúan también sobre el contenido del registro afectado.

Las instrucciones de bifurcación condicional utilizan el contenido de este registro para tomar o no la decisión de saltar.

Acarreo entre dígitos (IDC)

En las operaciones aritméticas en el código BCD natural es a veces necesario conocer si se ha producido un acarreo del bit 3 al 4. El bit IDC del Registro de estado y control del programa memoriza el valor de dicho acarreo en la última suma o resta que se ha realizado.

El bit IDC memoriza también el estado del bit 5 de un registro después de haber realizado el microprocesador una instrucción de rotación con su contenido si el bit WC se encuentra en estado lógico uno.

Bit de selección de registros (RS)

Existen dos grupos de registros de aplicación general en el microprocesador 2650 que contienen tres registros cada uno. El bit RS permite seleccionar en que grupo está el registro utilizado al realizarse una instrucción.

El registro R_0 es independiente y no pertenece a ninguno de dichos grupos.

Cuando el estado de RS es un cero lógico se selecciona uno de los registros del grupo 0 y cuando su estado es un uno lógico se selecciona uno de los registros del grupo 1.

Inhibición de acarreo (WC)

Este bit controla la ejecución de las instrucciones de suma, resta y rotación.

Cuando se realiza una instrucción de suma o resta, el resultado puede hacer cambiar el estado de los bits de acarreo (C), rebasamiento (OVF) o acarreo entre dígitos (IDC), independientemente del estado lógico del bit WC. Pero si el estado de WC es un uno lógico, el valor final del acarreo afecta al resultado de una suma o de una resta, sumándose o restándose respectivamente del bit menos significativo.

Si cuando se realiza una instrucción de rotación, el bit WC se encuentra en estado lógico cero solamente se desplazan los ocho bits del registro considerado. Por el contrario si el bit WC se encuentra en estado uno, el bit de acarreo (C) se combina con los ocho bits del registro para formar un registro de nueve bits; además el bit de rebasamiento (OVF) es puesto a uno cuando el bit siete cambia de estado de cero a uno o viceversa, y el bit de acarreo entre dígitos (IDC) memoriza el nuevo valor del bit 5 del registro después de realizarse la rotación (fig. 6).

Bit de rebasamiento (OVF)

El bit de rebasamiento es puesto a uno al ejecutarse una instrucción de suma o resta cuando los dos operandos tienen el mismo signo y el resultado tiene un

signo diferente al de ambos. Los operandos que poseen distinto signo no pueden causar rebasamiento.

Las instrucciones de rotación del contenido de un registro también ponen en estado uno el bit de rebasamiento cuando cambia de signo el octeto al realizar la rotación.

Bit de control de comparación (CCM)

El bit de control de comparación (CCM) determina el tipo de comparación que ejecutan las instrucciones de comparación. La comparación puede ser lógica o aritmética.

Bit de acarreo (C)

El bit de acarreo es puesto a uno cuando se ejecuta una instrucción de resta o de suma que produce un bit de acarreo al operar los dos bits más significativos de la unidad aritmética y lógica (ALU). El bit de acarreo es puesto a uno por una instrucción de suma que genera un acarreo, y por una instrucción de resta que no produce acarreo.

El bit de acarreo puede también ser puesto a uno o borrado por las instrucciones de rotación.

TERMINALES DEL MICROPROCESADOR 2650

Terminal de puesta a cero (RESET)

El terminal de puesta a cero permite fijar el estado interno inicial del microprocesador. Normalmente éste se utiliza para fijar el estado inicial del microprocesador al aplicarle tensión o al reiniciar un programa.

Los flancos de subida y bajada de la señal aplicada al terminal RESET pueden ser asíncronos con respecto a los impulsos del generador.

Terminal del generador de impulsos (CLOCK)

A este terminal se ha de aplicar la señal de un generador de impulsos que sincronizará la ejecución en secuencia de las instrucciones. Un ciclo del microprocesador necesita tres períodos del generador de impulsos.

Terminal de Paro (PAUSE)

El terminal de Paro permite inhibir temporalmente la ejecución de un programa. Cuando la señal aplicada a este terminal pasa del estado uno al cero, el microprocesador termina la instrucción que está realizando y se detiene. Cuando dicha señal vuelve al estado lógico uno continua la ejecución del programa a partir de la instrucción en que se detuvo.

Si se produce una Petición de Interrupción mientras el terminal de Paro se encuentra en estado cero, la interrupción es aceptada y atendida después de realizada la primera instrucción al pasar al estado uno la señal de Paro.

Terminal de Petición de Interrupción (INTREQ)

El terminal de Petición de Interrupción permite a los dispositivos externos al microprocesador o periféricos, interrumpir el programa que esté realizándose en un determinado instante y lograr de esta forma que el microprocesador les preste atención. Cuando la señal INTERQ pasa al estado cero (lógica positiva) el microprocesador termina la instrucción que está realizando e introduce una instrucción de bifurcación a subrutina en la página cero (ZBSR) en el Registro de instrucciones. Simultáneamente pone en estado uno el biestable de Interrupción del Registro de estado y control del programa y responde al sistema externo con las señales INTACK y OPREQ.

Si se produce una petición de Interrupción mediante el biestable de Inhibición de Interrupción se encuentra en estado uno, será reconocida y atendida tan pronto como dicho biestable vuelva al estado cero.

Terminal de Operación realizada (OPACK)

La señal de Operación realizada aplicada a este terminal es una respuesta procedente de la memoria externa o de los periféricos a una señal de Petición de Operación enviada por el microprocesador. El dispositivo externo (memoria o periférico) indica al procesador que ha realizado la operación que éste le pidió mediante una conmutación del estado uno al cero de la señal OPACK. Esta forma de operación permite un funcionamiento asíncrono de los periféricos y la memoria con respecto al microprocesador.

Terminal de detección (SENSE)

El terminal de detección (SENSE) proporciona un medio de realizar entradas de información al microprocesador independiente de las barras de Entrada/Salida. El terminal de detección está conectado directamente a uno de los biestables del Registro de estado y control del programa. El estado de este terminal es memorizado cuando el microprocesador realiza una instrucción de cargar el Registro de estado y control del programa

(SPSU) o de comprobar dicho estado (TPSU), en el último ciclo de la instrucción correspondiente.

Terminal de Inhibición de Dirección (ADREN)

Este terminal permite controlar el tercer estado de las salidas de dirección ADR0 a ADR12. Cuando la señal ADREN se encuentra en estado lógico uno, las salidas de dirección se llevan al tercer estado, lo cual permite conectarlas a otras señales. Los terminales ADR13 y ADR14 que están multiplexados con otras señales, no son afectadas por la señal ADREN.

Terminal de Inhibición de la barra de Información (DBUSEN)

Este terminal permite controlar el tercer estado de la barra de información (Data Bus). Cuando el nivel de DBUSEN es un uno lógico la barra de información se encuentra en el tercer estado y por lo tanto puede conectarse a otros dispositivos formando una O por conexión (*wired – OR*).

Terminales de la barra de Datos (DBUS)

Los terminales DB0 a DB7 de la barra de información permiten transferir información desde el microprocesador hacia el exterior o viceversa.

La dirección del flujo de información viene indicada por la señal R/W.

Terminales de dirección (ADR)

Los terminales de dirección ADR0 a ADR14 permiten seleccionar las direcciones de la memoria en las operaciones de escritura y lectura y los bits ADR0 a ADR7 seleccionan los periféricos en las operaciones de entrada y salida. La dirección aparece en los terminales citados mientras la señal OPREQ se encuentra en estado uno, y por lo tanto no se necesita un registro de dirección externo.

Terminal de petición de operación (OPREQ)

Este terminal de salida del microprocesador coordina todas las operaciones del microprocesador con el exterior.

Ninguna de las señales presente en los terminales de salida cambia de estado mientras OPRQ se encuentra en un nivel lógico uno a excepción de WRP. La señal OPRQ permanecerá en dicho nivel hasta que se termine la operación externa, lo cual viene indicado por la conmutación de uno a cero de la señal OPACK. El microprocesador no realiza ninguna operación interna hasta que se produce la citada conmutación de OPACK.

Terminal de Aceptación de Interrupción (INTACK)

Este terminal es utilizado por el microprocesador para responder a las peticiones externas de interrupción.

Terminal de selección Memoria/Entrada–Salida (M/IO)

La señal de este terminal es una de las que controla la realización de las operaciones externas. Su estado lógico indica si se va a realizar una transferencia con memoria o con los periféricos.

El estado de la señal M/IO no cambia mientras la señal OPREQ se encuentra en estado lógico uno.

Terminal de control Escritura/Lectura (R/W)

La señal de terminal R/W es una de las señales de control de operaciones externas. Se utiliza para indicar si la operación que se va a realizar es una Lectura o Escritura de la memoria externa o una transferencia de entrada o salida con un periférico. El estado de la señal R/W es válido solamente cuando la señal OPREQ se encuentra en estado lógico uno y no cambia mientras esta señal permanece en dicho estado.

Señal de control de entrada/salida (D/C)

Esta señal se utiliza para diferenciar los dos tipos de instrucciones de entrada/salida de un octeto WRTC, WRTD, REDC, REDD.

El estado de esta señal no debe ser utilizado hasta que la señal OPREQ se encuentra en estado uno lógico y la señal M/IO indica que se va a realizar una transferencia de entrada-salida. La señal D/C utiliza el mismo terminal (18) que el bit 14 de la dirección (ADR14). Cuando la señal M/IO indica que se va a realizar una transferencia de entrada-salida (estado cero), el estado del terminal 18 deberá ser interpretado como D/C. Por el contrario cuando la señal M/IO indica que se va a realizar una transferencia con memoria, el estado de dicho terminal deberá ser interpretado como el bit 14 de la dirección (ADR14).

Señal de control del tipo de instrucciones de entrada/salida (E/NE)

El estado de la señal de este terminal del microprocesador se utiliza para diferenciar las operaciones de transferencia de entrada-salida de uno y de dos octetos. Por lo tanto la señal E/NE indica si la información dc los ocho bits menos significativos de la dirección (ADR0 a ADR7) deben o no ser utilizados en la operación de entrada-salida.

Terminal de Marcha/Espera (RUN/WAIT)

Este terminal indica el estado del microprocesador. Cuando el microprocesador está ejecutando instrucciones (RUN), este terminal está en estado lógico uno y en caso contrario (WAIT) se encuentra en estado lógico cero. El estado de Espera (WAIT) puede producirse por la realización de la instrucción de paro (HALT) o poniendo en estado cero la entrada PAUSE.

Terminal de Control (FLAG)

Este terminal de salida indica siempre el estado del bit de control (FLAG) del registro de estado y control de programa.

Terminal de salida del impulso de escritura (WRP)

La señal de este terminal es un impulso que aparece durante cada operación de escritura en la memoria externa o de salida de información hacia un periférico.

TRANSFERENCIAS CON PERIFERICOS

Generalidades

El microprocesador 2650 puede realizar las transferencias de información con los periféricos de diferentes modos, lo cual le permite adaptarse más fácilmente a sus características que pueden ser muy dispares en lo que se refiere a velocidad de transmisión y forma de enviar la información (en serie, en paralelo, etc...).

Entrada y salida a través de los terminales de Detección (SENSE) y Control (FLAG)

El microprocesador puede enviar o recibir del exterior un bit de información sin necesidad de realizar una decodificación de dirección o utilizar señales de sincronización.

El bit de Control puede ser utilizado con varios fines de los que son un ejemplo:

a) Salida de información en serie.
b) Bit de dirección adicional para incrementar la capacidad de direccionamiento.
c) Variable de control de sistemas lógicos externos acoplados al microprocesador.
d) Como generador de impulsos para realizar una selección secuencial de diversos dispositivos periféricos.

El bit de detección (Sense) forma parte del Registro de estado y control del programa.

Esta entrada de un bit al microprocesador puede ser utilizada también con diversos fines entre los cuales se pueden citar:

a) Entrada de información en serie.
b) Entrada de detección del estado de una variable externa.
c) Una señal de ruptura de secuencia de un programa.

Entrada y salida simple (non-extended I/O)

Esta forma de introducir y extraer información del microprocesador 2650 se realiza mediante instrucciones de un solo octeto. Existen dos instrucciones de entrada simple de información denominadas REDC y REDD que se diferencian únicamente en el estado de la señal D/C. El estado de esta señal es un uno lógico cuando se realiza REDC. De igual forma existen dos instrucciones de salida WRTC y WRTD que se distinguen de una forma similar mediante el estado de la señal D/C.

La señal D/C puede ser utilizada como un bit de dirección de periférico en sistemas sencillos.

En la tabla 1 se indican los niveles de las señales M/IO, R/W, ADR13 – E/NE, ADR14 – D/C, durante las diferentes operaciones de entrada-salida y de transferencia con la memoria.

Entrada y salida compuesta (extended I/O)

Existen dos tipos instrucciones de transferencia de información con los periféricos de dos octetos cada una: una de entrada REDE y otra de salida WRTE. Se denominan compuestas (*extended*), porque comunican al microprocesador con los periféricos mediante dos octetos. La instrucción REDE hace aparecer el segundo octeto en las líneas de dirección ADR0 a ADR7 que pueden ser utilizadas como líneas de selección de periféricos; el periférico seleccionado deberá presentar la infor-

mación en la barra de datos (DBUS) y el microprocesador la introducirá en el registro especificado en la instrucción. La instrucción WRTE también hace aparecer en las líneas ADR0 a ADR7 el segundo octeto y simultáneamente presenta la información del registro seleccionado en la barra de datos (DBUS) para que sea recogida por el periférico.

Entrada y salida mediante las señales de control de memoria

El utilizador del microprocesador 2650 puede comunicarse con los periféricos mediante las señales de control de la memoria. La ventaja de este método es que se pueden realizar las transferencias de entrada y salida mediante las instrucciones de transferencia con memoria y aritméticas. Para ello el diseñador ha de asignar direcciones de memoria a los periféricos y diseñar los circutos de acoplamiento de los periféricos adecuadamente para recibir las señales de control de la memoria. Una desventaja de este método es que en ocasiones puede ser necesario decodificar más bits de dirección que cuando se utilizan las instrucciones normales de entrada y salida.

Tratamiento de las interrupciones

El microprocesador 2650 lleva incorporado un sistema de interrupciones con un solo nivel y direcciones vectorizadas. Existe un terminal de petición de interrupciones al que los periféricos pueden aplicar una señal de petición de interrupciones (INTREQ) que está constituida por una conmutación del estado lógico uno al cero.

La secuencia de acciones que se producen al realizarse una interrupción son las siguientes:

1.°) Un periférico inicia una interrupción conmutando de uno a cero la señal INTRQ si el bit de Inhibición de Interrupciones se encuentra en estado lógico cero.
2.°) El microprocesador termina la instrucción que está realizando al producirse la interrupción.
3.°) El microprocesador pone en estado uno el bit de Inhibición de Interrupciones. (De esta forma las interrupciones posteriores quedan inhibidas hasta que este bit es puesto a cero mediante la instrucción adecuada o se realiza una instrucción de retorno de subrutina y desinhibición de interrupciones.)
4.°) El microprocesador introduce el primer octeto de una instrucción de bifurcación a subrutina en la página cero con direccionamiento relativo (ZBSR), en el registro de instrucción en lugar de la siguiente instrucción en secuencia.
5.°) El periférico responde a la señal INTACK enviada por el microprocesador presentando un octeto en las barras de datos. El microprocesador memoriza dicha información y la utiliza como segundo octeto de la instrucción ZBSR.
6.°) El microprocesador ejecuta la instrucción de bifurcación a subrutina (ZBSR), (memorizando la dirección de la instrucción del programa que sigue a la última realizada en la memoria LIFO de direcciones de retorno), y ejecuta la instrucción situada en el octeto cero de la página cero o la dirección relativa a la página cero suministrada por el periférico.
7.°) Cuando se termina la subrutina de interrupción, el microprocesador realiza una instrucción de retorno RETC o RETE, introduce la información de la memoria LIFO en el contador de programa y continúa el programa principal a partir del punto en que se encontraba cuando se produjo la interrupción.

CODIGOS MNEMOTECNICOS DE LAS INSTRUCCIONES EN LENGUAJE ENSAMBLADOR

Se indican seguidamente los códigos mnemotécnicos de todas las instrucciones del microprocesador 2650.

El significado de los símbolos utilizados es el siguiente:

r indicativo de un registro que ha de convertirse en lenguaje máquina en un número comprendido entre 0 y 3.
v indicativo de un valor numérico.
* indicativo de direccionamiento indirecto.
a indicativo de una dirección.
x indicativo de un registro de índice.
X indicativo de un registro de índice con opción de autoincremento o autodecremento.

Es interesante tener en cuenta los siguientes puntos:

1.°) El uso del indicativo de direccionamiento indirecto es opcional.
2.°) Cuando se especifica un registro de índice, puede ir seguido por ",+" ó ",–" que indica que se autoincrementa o autodecrementa. Por ejemplo:

LODA, 0

DPR, R3, +

Las instrucciones BXA y BSXA son excepciones y no permiten la realización de autoincremento o autodecremento.

3.°) Una instrucción que hace referencia a memoria que requiere direccionamiento indexado solamente puede utilizar el registro R_0 para recibir el operando.

4.°) Aunque se especifique una expresión en las instrucciones que utilizan direccionamiento relativo, el traductor la convierte en un valor numérico V ($-64 \leqslant V \leqslant +63$).

5.°) Si se utiliza un indicativo de registro de índice en las instrucciones BXA o BSXA, ha de especificar el Registro R_3 (de uno de los dos grupos). Cualquier otro valor en el campo del registro de índice producirá un error en el ensamblado. Sin embargo, no es necesario utilizar un indicativo de registro de índice en estas instrucciones. En este caso el traductor asigna directamente el registro R_3.

TABLA 1

Campo de Clase	Grupo de Instrucciones	Modo de Direccionamiento	Número de octetos	Número de ciclos
0	Aritméticas y de transferencia	Registro	1	2
1	Aritméticas y de transferencia	Inmediato	2	2
2	Aritméticas y de transferencia	Relativo	2	3
3	Aritméticas y de transferencia	Absoluto	3	4
4	{ Control Entrada/Salida Rotación		1	2
5	{ Control Entrada/Salida		1-2	3
6	Bifurcación	Relativo	2	3
7	Bifurcación	Absoluto	3	3

Instrucciones de Carga/Almacenamiento

			Longitud (octetos)
LODZ	r	Cargar registro R_0	1
LODI,r	v	Cargar R_r inmediato	2
LODR,r	(*) a	Cargar R_r con dir. relativo	2
LODA,r	(*) a (,X)	Cargar R_r con dir. absoluto e indexado	3
STRZ	r	Almacenar registro R_0	1
STRR,r	(*) a	Almacenar R_r con dir. relativo	2
STRA,r	(*) a (,X)	Almacenar R_r con dir. absoluto e indexado	3

Instrucciones aritméticas

ADDZ	r	Sumar el registro R_0	1
ADDI,r	v	Sumar inmediato	2
ADDR,r	(*) a	Sumar con dir. relativo	2
ADDA,r	(*) a (,X)	Sumar con dir. absoluto e indexado	3
SUBZ	r	Restar del registro R_0	1
SUBI,r	v	Restar inmediato	2
SUBR,r	(*) a	Restar con dir. relativo	2
SUBA,r	(*) a (,X)	Restar con dir. absoluto e indexado	3

Instrucciones lógicas

ANDZ	r	Y con el registro R_0	1
ANDI,r	v	Y inmediato	2
ANDR,r	(*) a	Y con dir. relativo	2
ANDA,r	(*) a (,X)	Y con dir. absoluto e indexado	3
IORZ	r	O con el registro R_0	1
IORI,r	v	O inmediato	2
IORR,r	(*) a	O con dir. relativo	2
IORA,r	(*) a (,X)	O con dir. absoluto e indexado	3
EORZ	r	O exclusiva con el registro R_0	1
EORI,r	v	O exclusiva inmediato	2
EORR,r	(*) a	O exclusiva con dir. relativo	2
EORA,r	(*) a (,X)	O exclusiva con dir. absoluto e indexado	3

Instrucciones de comparación

			Longitud (octetos)
COMZ	r	Comparar con registro R_0	1
COMI,r	v	Comparar inmediato	2
COMR,r	(*) a	Comparar con dir. relativo	2
COMA,r	(*) a (,X)	Comparar con dir. absoluto e indexado	3

Instrucciones de rotación

RRR,r		Rotar un registro hacia la derecha	1
RRL,r		Rotar un registro hacia la izquierda	1

Instrucciones de bifurcación

BCTR,v	(*) a	Bifurcar si Condición cierta (dir. relativo)	2
BCFR,v	(*) a	Bifurcar si Condición falsa (dir. relativo)	2
BCTA,v	(*) a	Bifurcar si Condición cierta (dir. absoluto)	3
BCFA,v	(*) a	Bifurcar si Condición falsa (dir. absoluto)	3
BRNR,r	(*) a	Bifurcar si $R_r \neq 0$ (dir. relativo)	2
BRNA,r	(*) a	Bifurcar si $R_r \neq 0$ (dir. absoluto)	3
BIRR,r	(*) a	Bifurcar si $R_r \neq 0$ aumentando (dir. relativo)	2
BIRA,r	(*) a	Bifurcar si $R_r \neq 0$ aumentando(dir. absoluto)	3
BDRR,r	(*) a	Bifurcar si $R_r \neq 0$ disminuyendo (dir. relativo)	2
BDRA,r	(*) a (,X)	Bifurcar si $R_r \neq 0$ disminuyendo (dir. absoluto)	3
BXA	(*) a	Bifurcar incondicional (dir. indexado y absoluto)	3
ZBRR	(*) a	Bifurcación incondicional a la página cero	2

			Longitud (octetos)
Instrucciones de bifurcación y retorno de subrutina			
BSTR,v	(*) a	Bifurcar a subrutina si Condición cierta (dir. relativo)	2
BSFR,v	(*) a	Bifurcar a subrutina si Condición falsa (dir. relativo)	2
BSTA,v	(*) a	Bifurcar a subrutina si Condición cierta (dir. absoluto)	3
BSFA,v	(*) a	Bifurcar a subrutina si Condición falsa (dir. absoluto)	3
BSNR,r	(*) a	Bifurcar a subrutina si $R_r \neq 0$ (dir. relativo)	2
BSNA,r	(*) a	Bifurcar a subrutina si $R_r \neq 0$ (dir. absoluto)	3
BSXA	(*) a (,x)	Bifurcar a subrutina incondicionalmente (dir. indexado)	3
RETC,v		Retorno de subrutina condicional	1
RETE,v		Retorno de subrutina y desinhibición de Interrupción condicional	1
ZBSR	(*),a	Bifurcación a subrutina en la página cero Incondicional	2
Instrucciones del Registro de estado y control del programa			
LPSU		Cargar el Reg. estado programa (Superior)	1
LPSL		Cargar el Reg. estado programa (Inferior)	1
SPSU		Cargar el Reg. estado programa (Superior)	1
SPSL		Cargar el Reg. estado programa (Inferior)	1

			Longitud (octetos)
CPSU		Borrar el Reg. estado programa (Superior) selectivamente	2
CPSL	v	Borrar el Reg. estado programa (Inferior) selectivamente	2
PPSU	v	Poner a uno el Reg. estado programa (Superior) selectivamente	2
PPSL	v	Poner a uno el Reg. estado programa (Inferior) selectivamente	2
TPSU	v	Comprobar el Reg. estado programa (Superior) selectivamente	2
TPSL	v	Comprobar el Reg. estado programa (Inferior) selectivamente	2
Instrucciones de entrada/salida			
WRTD,r		Salida de dato	1
REDD,r		Entrada de dato	1
WRTC,r		Salida de control	1
REDC,r		Entrada de control	1
WRTE,r	v	Salida extendida	2
REDE,r	v	Entrada extendida	2
Instrucciones especiales			
HALT		Parar (pasar al estado de espera)	1
DAR,r		Registro de corrección decimal	1
TMI,r	v	Comprobar el contenido de R_r comparándolo con una máscara	2
NOP		No operar	1 ■

MICROPROCESADOR 2650 SIGNETICS

ALIMENTACION (5V)

2650

MEMORIA

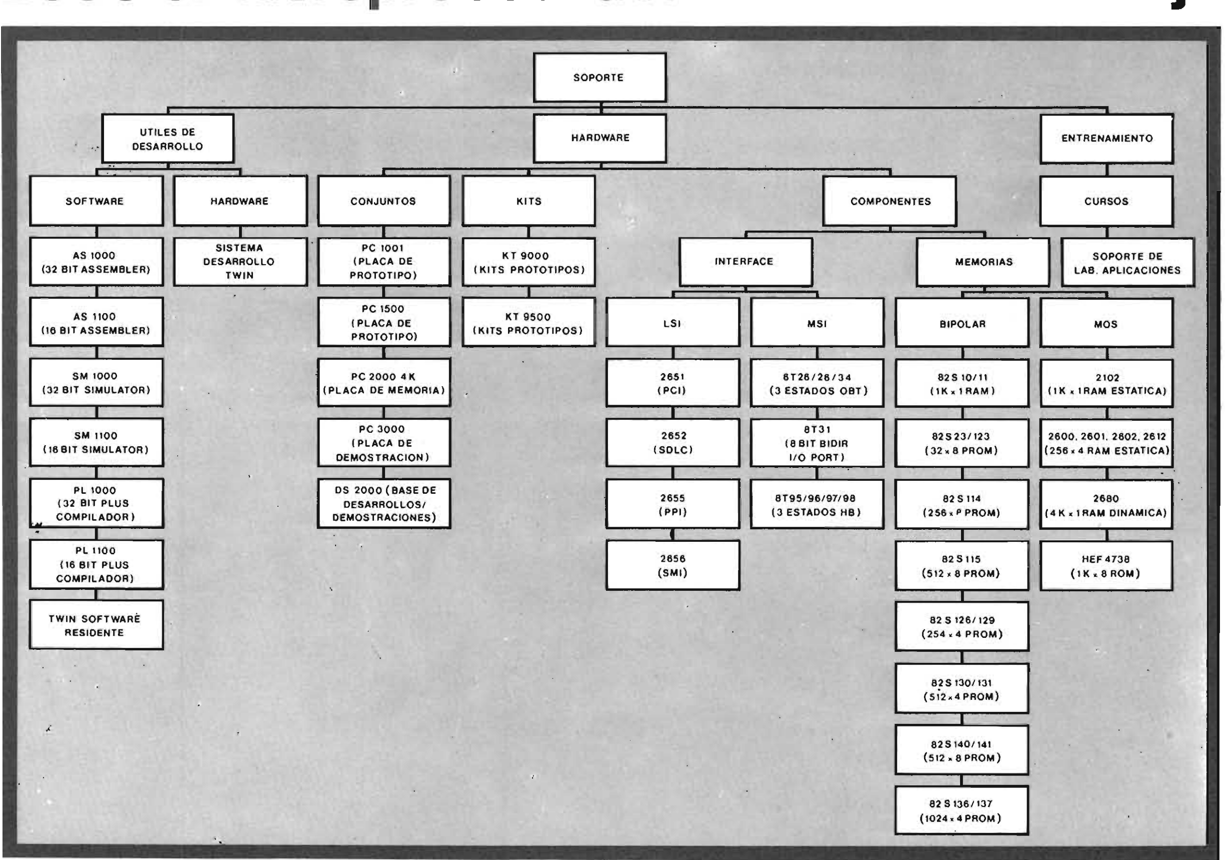
ENTRADA/SALIDA SERIE

I/O SERIE PROGRAMABLE

I/O PARALELO PROGRAMABLE

DMA PROGRAMABLE

Copresa ofrece el soporte que hace del 2650 el microprocesador de más fácil manejo



Placa para desarrollo de prototipos 16878 con microprocesador 2650

En este artículo se describe la placa para desarrollo de prototipos 16878 con microprocesador 2650 que puede ser útil en muchas aplicaciones, pues ofrece un hardware estándar ya realizado para efectuar controles de máquina-herramienta y otros automatismos.

1. Introducción

La placa para desarrollo de prototipos 16878 ha sido diseñada con el objeto de hacer un hardware estándar con un número de entradas/salidas y una capacidad de memoria que se ha considerado que puede ser útil en un elevado número de aplicaciones.

Así, se ofrece al usuario un hardware ya realizado para efectuar cualquier tipo de control en el que, si el programa del proceso a controlar entra dentro de los márgenes que ofrece la memoria y el número de I/O, sólo se tendrá que desarrollar el software correspondiente, grabarlo en memoria pasiva y colocar los chips en el lugar del hardware del que se dispone.

Ventajas de utilizar esta placa

- Disponer de un hardware desarrollado.
- Dadas sus dimensiones físicas (225 X 177 mm), facilidad de manejo.
- Posibilidad de selección de la cantidad de memoria a utilizar.
- Fuente de alimentación única de 5 V.
- Disponibilidad de todos los componentes que integran la placa.
- Contar con el soporte técnico del Laboratorio Profesional de Copresa.

2. Contenido

Esencialmente consta de un microprocesador basado en el 2650 de Signetics, con capacidad de direccionamiento hasta 1 K octeto de PROM y 1/2 K octeto de RAM incorporados en la misma placa.

Dispone de dos octetos de entrada/salida, accesibles en dos conectores denominados C y D. La capacidad de I/O puede extenderse dos octetos más de periféricos de I/O en el exterior de la placa mediante el conector EXTENDED.

El ritmo de trabajo lo proporciona un generador de impulsos que trabaja a una frecuencia de 1 MHz.

Esta placa puede manejar una interrupción. Para este fin se ha dispuesto el sistema de aceptación de la interrupción, así como la formación del vector correspondiente ya alambrado en la placa.

Completa el conjunto una serie de circuitos integrados compuestos por decodificadores, flip-flop, puertas de tres estados y puertas lógicas necesarios para la totalidad del circuito.

3. Características

- Alimentación: 5 V c.c.
- Consumo: 2.125 mW.
- Dimensiones del circuito impreso: 225 X 177 mm.

4. Descripción del circuito

Se produce un RESET automático en el instante en que se aplica tensión, desde una fuente exterior, entre los

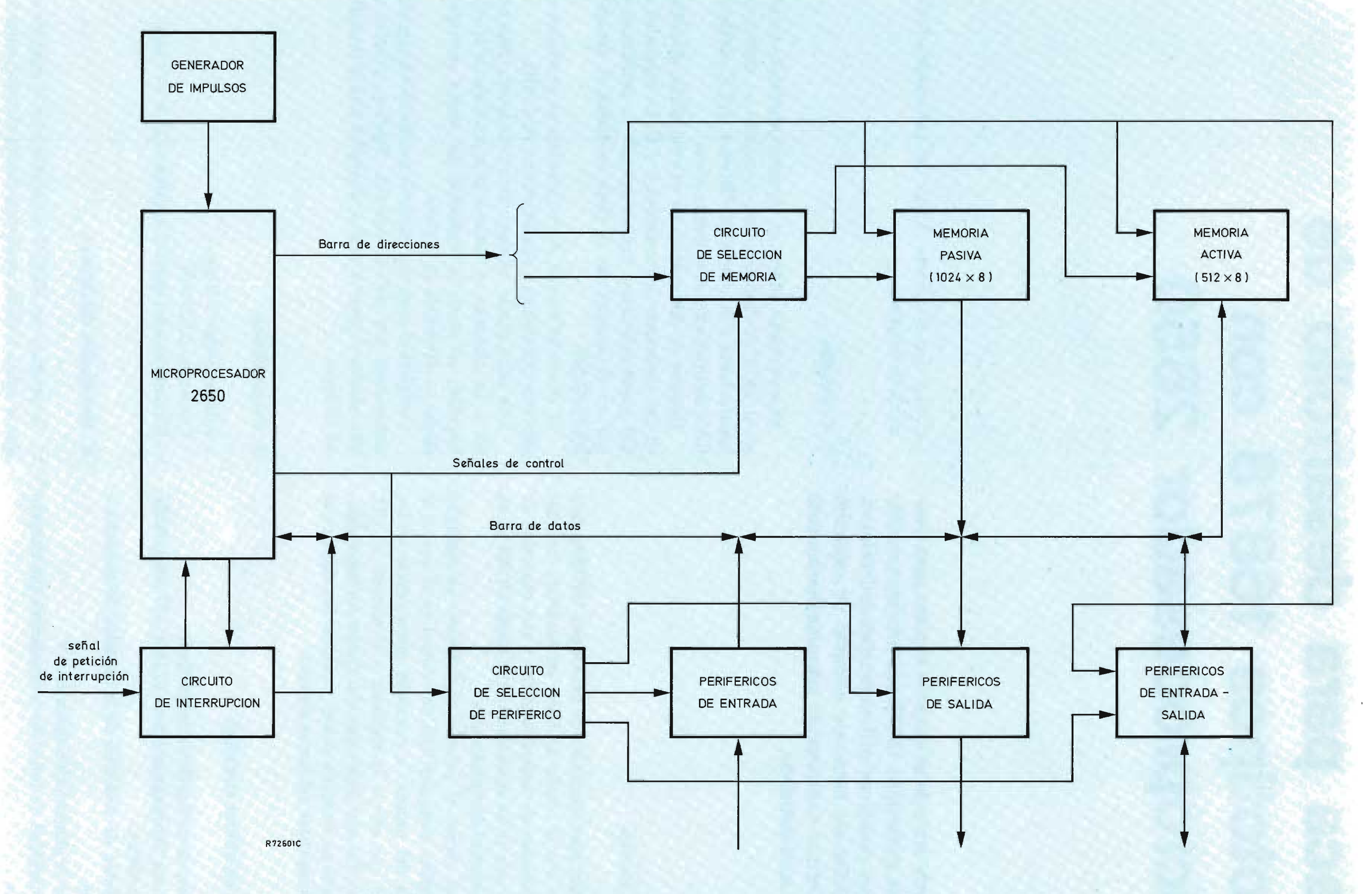


Figura 1. Esquema de bloques de la placa para desarrollo de prototipos 16,878 con microprocesador 2650.

terminales de positivo y masa (figura 5), que permite inicializar todos los registros y estado del microprocesador. El RESET ha de encontrarse a un nivel lógico cero, durante la ejecución del programa. Incorpora además la posibilidad de reset manual.

Los restantes terminales (figura 5) deben encontrarse en el nivel adecuado, es decir:

INTACK, aceptación de interrupción, ha de estar a nivel lógico uno,
INT, interrupción, a nivel lógico cero,
PAUSE, paro, a nivel lógico uno,
OPAK, operación realizada, a nivel lógico cero,
RUN/WAIT, marcha/espera, dado por el microprocesador, a nivel lógico uno.

Los terminales SENSE y FLAG permiten realizar entradas y salidas de información de un bit en serie, de forma sencilla por no necesitarse señales de dirección.

El programa a realizar debe haber sido previamente grabado en memoria pasiva (PROM 82S115) hasta una capacidad máxima de 1 K octetos, en forma de dos PROM de 512 × 8 bits. Puede seleccionarse la utilización de 1 K o 1/2 K tal como se verá más adelante.

La memoria activa (RAM 2606), con 512 octetos, es de capacidad seleccionable, de 256 en 256 octetos, pudiendo direccionar la totalidad de la memoria al hacer un puente entre los puntos 1-C y 5/4-C (fig. 6), o la mitad de la memoria haciendo un puente que una los puntos 1/2 - C y 3/4 - C.

El circuito de selección de memoria es el decodificador 74LS138.

Entradas/salidas

La comunicación con el exterior se efectúa mediante los conectores C, D y EXT (CONTROL, DATA y EXTENDED), que en la figura 3 vienen señalados con los números 11, 27 y 28 respectivamente.

Tanto en CONTROL como en DATA, la escritura se controla por las instrucciones WRTC y WRTD respectivamente.

Estas instrucciones se generan por el microprocesador al realizar la secuencia de instrucciones previstas en el software y activar una de las entradas de inhibición (terminal 5) de la puerta NOR exclusiva de los latches HEF4042. La otra entrada a la NOR exclusiva (patilla 6) está conectada a masa (circuito HEF4042, que en la figura 3 están numeradas como 16, 21, 25 y 26).

Así pues, la información presente en las entradas de los circuitos integrados HEF4042, quedará desconectada de la barra mientras estén en nivel lógico uno las órdenes WRTC y WRTD, y será transferida a la barra de datos cuando éstas pasen a nivel lógico cero.

La lectura se controla por las instrucciones REDC y REDD. La instrucción REDC activa las dos entradas de inhibición (patillas 1 y 15) de uno de los circuitos HEF40097 (señalado en la figura 3 con el número 22) de puertas de tres estados, y una de las entradas de inhibición (patilla 15) en otro de ellos (señalado con el número 23 en la figura 3). La instrucción REDD activa una de las entradas de inhibición de dos HEF40097 (patilla 1 en los números 23 y 24, figura 3), mientras que la otra entrada (patilla 15) puede ser activada opcionalmente por el terminal INTACK o por el INTACK del microprocesador. Esta operación se realiza por hardware haciendo un puente entre los puntos I-E para la primera opción y entre los puntos I-INTACK para la segunda (figura 7).

Mediante el conector EXTENDED existe la posibilidad de direccionar 2 octetos más de entrada/salida, que se hará al efectuar el software por las órdenes WRTE o REDE (según se trate la escritura o lectura respectivamente) que son decodificadas por el circuito de selección de periféricos 74LS138, al igual que las órdenes de lectura y escritura de DATA o CONTROL.

Interrupción

El terminal INT (interrupción), cuando pasa al nivel lógico uno, activa la entrada "clock input" (patilla 3) en HEF4027, transfiriéndose la información desde la salida (patilla 2) al INTRQ del microprocesador. De esta forma se conmuta de uno a cero esta señal, si el bit de inhibición de interrupciones se encuentra en estado lógico cero. Cuando el microprocesador recibe una petición de interrupción (INTREQ), termina la instrucción que está realizando y cuando está preparado para atender la interrupción conmuta el terminal INTACK del nivel cero al uno lógico.

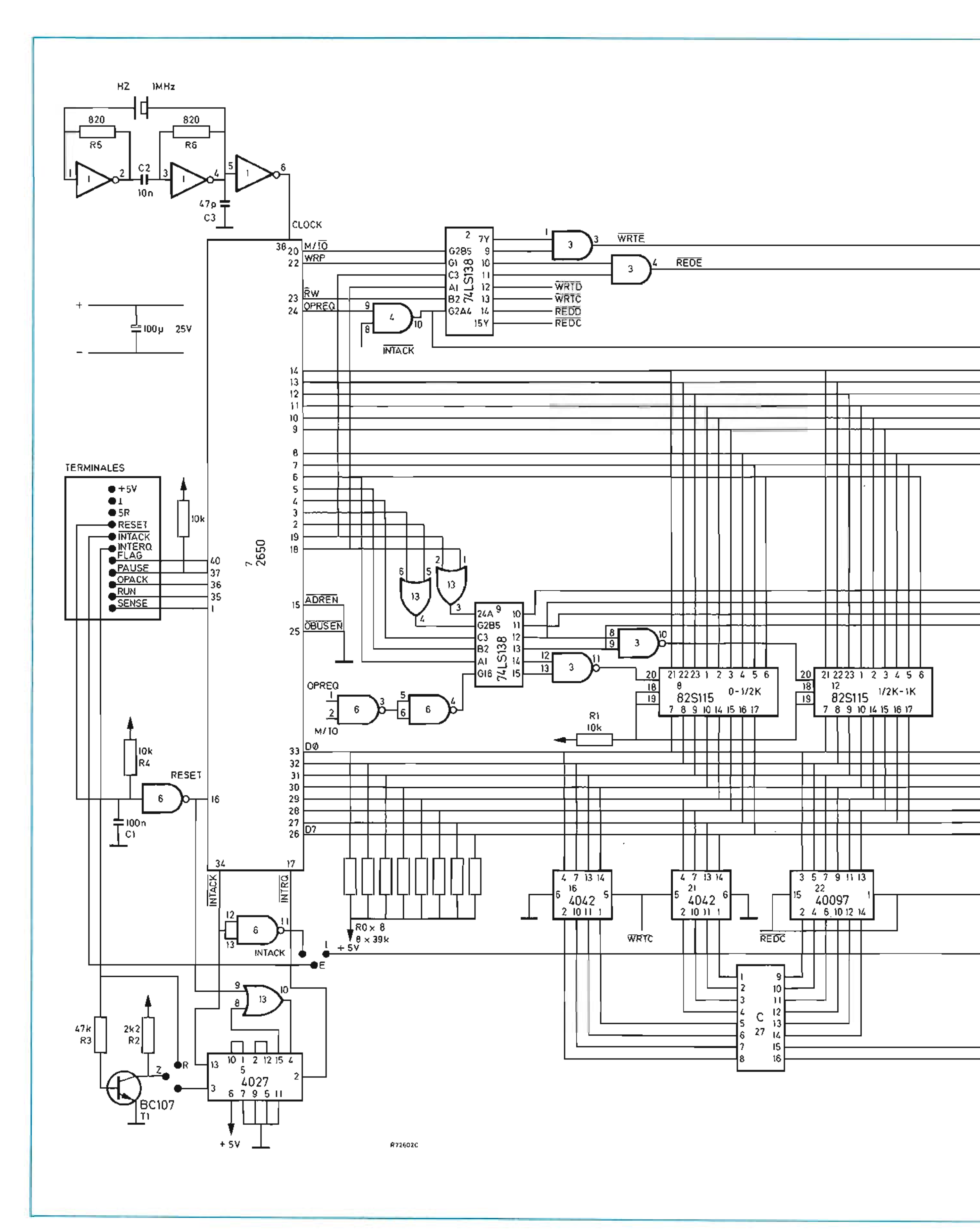
Forma parte del circuito de interrupción un transistor BC547 que actúa como inversor de la señal de interrupción cuando ésta se presenta en lógica negativa. Para ello se dispone de un puente (figura 7) en el que se unirían los puntos Z-V. En caso de lógica positiva, se unen los puntos R-V.

Memoria

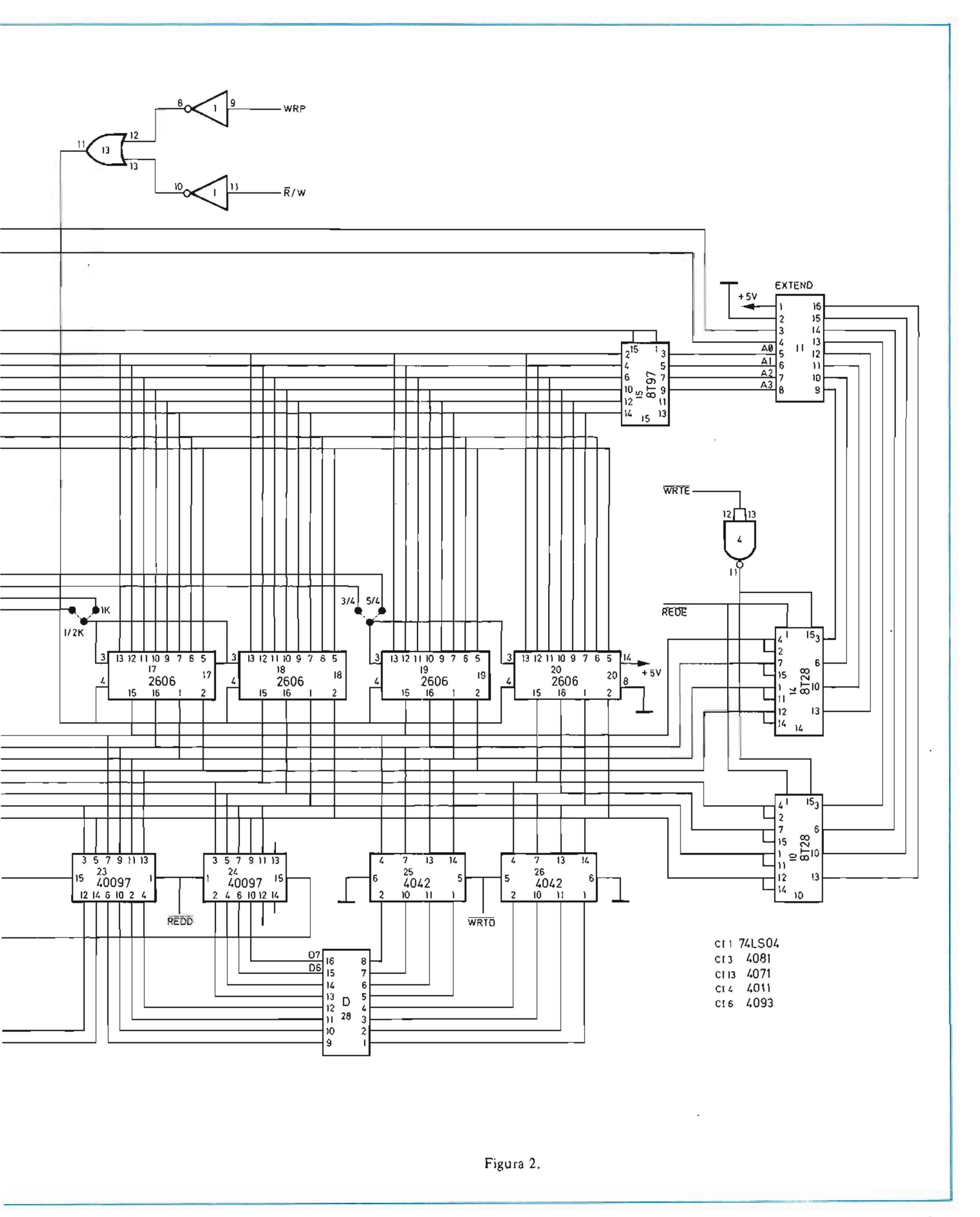
La capacidad total es de 1,5 K octetos. Esta memoria está distribuida en:

- 1 K octeto en bloques de 512 octetos de memoria PROM/ROM

- 512 octetos en bloques de 256 octetos de memoria RAM.



HZ 1MHz
820 R5
820 R6
C2 10n
47p C3
CLOCK
100μ 25V
TERMINALES
+5V
I
SR
RESET
INTACK
INTERQ FLAG
PAUSE
OPACK
RUN
SENSE
10k
2650
M/IO
WRP
RW
OPREQ
INTACK
74LS138
WRTE
REDE
WRTD
WRTC
REDD
REDC
ADREN
OBUSEN
M/IO
D0
D7
82S115 0-1/2K
82S115 1/2K-1K
R1 10k
10k R4
RESET
100n C1
INTACK
INTRQ
R0 × 8
8 × 39k
+5V
4042
4042
40097
WRTC
REDC
C 27
47k R3
2k2 R2
BC107 T1
4027
+5V
R72602C



WRP
R̄/W
EXTEND
+5V
A0
A1
A2
A3
8T97
WRTE
REDE
1K
1/2K
3/4
5/4
2606
2606
2606
2606
+5V
8T28
8T28
40097
40097
4042
4042
REDD
WRTD
D7
D6
D
28
CI1 74LS04
CI3 4081
CI13 4071
CI4 4011
CI6 4093

Figura 2.

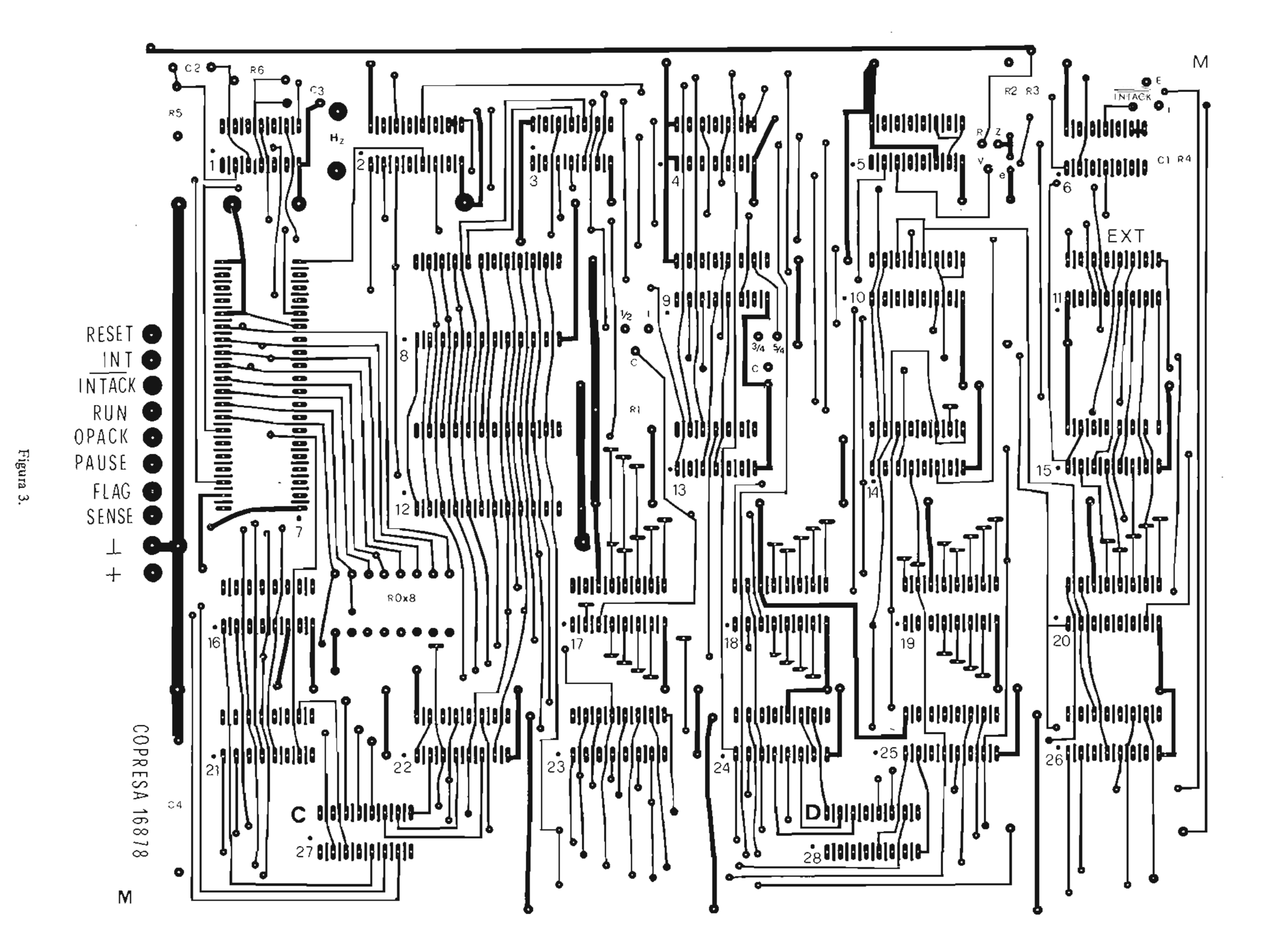

M
C2
R6
C3
R5
Hz
R2 R3
INTACK
C1 R4
EXT
1/2
3/4
5/4
R1
RESET
INT
INTACK
RUN
OPACK
PAUSE
FLAG
SENSE
⊥
+
R0x8
C
D
C4
COPRESA 16878
M

Figura 3.

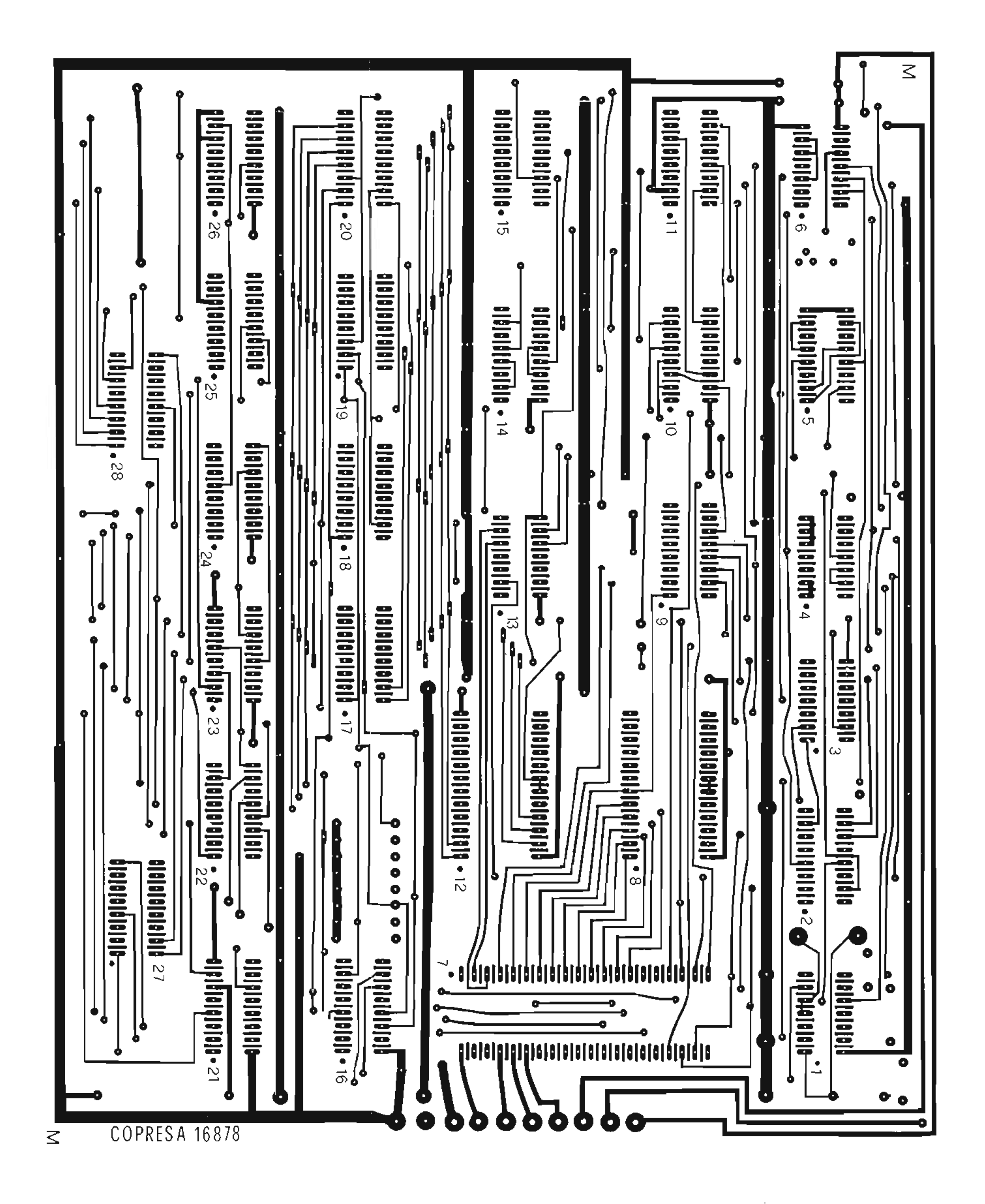

M
COPRESA 16878
M
1
2
3
4
5
6
7
8
9
10
11
12
13
14
15
16
17
18
19
20
21
22
23
24
25
26
27
28

Figura 4.

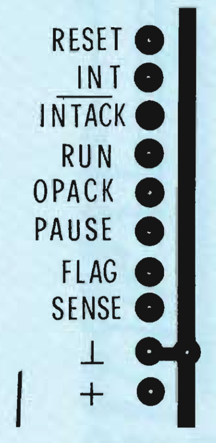


Figura 5.

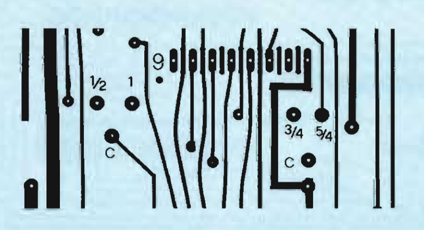


Figura 6.

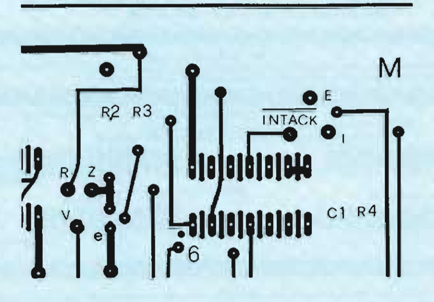


Figura 7.

La memoria PROM está prevista en página cero y en la dirección cero, ocupando los primeros 512 octetos el primer bloque y los segundos 512 el segundo bloque.

Puede seleccionarse la posición de la memoria RAM mediante puentes alambrados en la placa, de forma que puede tomarse un solo bloque situado a partir de la dirección 512 en página cero, ocupando 256 octetos o los 512 octetos del total según se monten uno o los dos bloques de 256. Puede también situarse a partir de la dirección 1024.

Selección de bloques

Puente 1/2, C, 1
Conexión:
C, 1 selecciona al primer bloque de RAM en la dirección 1024
C, 1/2 selecciona al primer bloque de RAM en la dirección 512

Puente 3/4, C, 5/4
Conexión:
C, 3/4 selecciona al segundo bloque de RAM en la dirección 768
C, 5/4 selecciona al segundo bloque de RAM en la dirección 1280.

5. Lista de componentes

LOCMOS

1 Microprocesador 2650
2 PROM 82S115
4 RAM 2606
1 Cuatro puertas OR de dos entradas HEF4071
4 Cuádruple D-Latch HEF4042
3 Seis buffer no inversores de tres estados HEF40097
1 Dos flip-flop JK HEF4027
1 Cuatro puertas NAND de dos entradas HEF4011
1 Cuatro puertas AND de dos entradas HEF4081

TTL
2 Decodificadores 74LS138
1 Seis inversores 74LS04

Interfaces
1 Seis inversores de tres estados alta velocidad 8T97
2 Cuatro receptores/transmisores de bus, de tres estados 8T28.

Resistencias
8 de 39 kΩ
2 de 820 Ω
2 de 10 kΩ
1 de 22 kΩ
1 de 2,2 kΩ
1 de 4,7 kΩ

Condensadores
1 de 100 μF/12 V electrolítico
1 de 10 nF cerámico
1 de 47 pF cerámico
15 de 250 nF poliéster metalizado

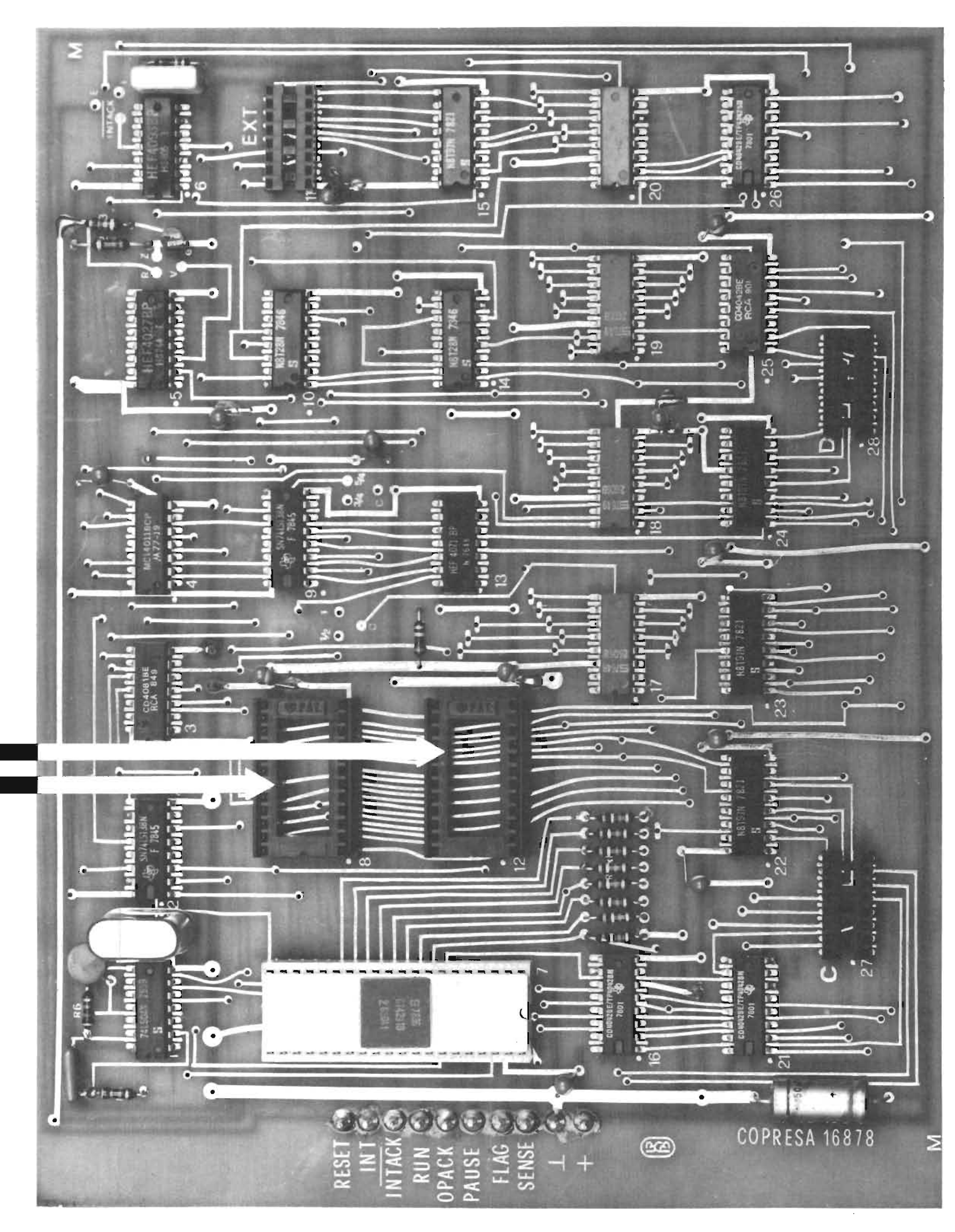
Transistores
1 BC547

Terminales
10 Terminales para circuito impreso

Bases
1 DIL de 40 patillas para microprocesador
2 DIL de 24 patillas para PROM
3 DIL de 16 patillas para conectores exteriores

Cristal de cuarzo
1 de 1000 kHz

Placa de circuito impreso
1 de 225 X 177 mm doble cara con orificio metalizado. ■



Placa para desarrollo de prototipos.

INSTRUCTOR 50

El INSTRUCTOR 50 es uno de los típicos microcomputadores modernos, fruto de los recientes avances en la tecnología de los microprocesadores. Por ejemplo, el diseño de microcomputadores tiende a sustituir funciones lógicas hechas a base de circuitos de Pequeña Escala de Integración (SSI) y Media Escala de Integración (MSI) por circuitos complejos de Gran Escala de Integración (LSI) soporte de los microprocesadores. Esta tendencia se hace evidente en el INSTRUCTOR 50 que hace uso del microprocesador 2650 y del "System Memory Interface" (SMI) 2656. Sólo estos dos circuitos integrados constituyen un microcomputador básico. El resto de los circuitos integrados de la placa de circuito impreso del INSTRUCTOR 50 se utilizan como acoplamiento hombre-máquina y máquina-máquina.

Concepto básico

El corazón funcional de los computadores en general y de los microcomputadores en particular es el programa del sistema. El programa es una secuencia lógica de instrucciones máquina que determina el estado del monitor del sistema, y basado en este estado, decide qué acciones de control va a tomar. La Unidad Central de Proceso (CPU) de un computador es un dispositivo que lee las instrucciones del programa almacenado y, mediante la ejecución de estas instrucciones, efectúa todas las operaciones aritméticas y lógicas requeridas por el programa del sistema. La CPU también proporciona el programa para tener acceso y controlar las funciones de entrada/salida (E/S). La CPU del INSTRUCTOR 50 es el microprocesador 2650.

El 2650 efectúa la búsqueda de las instrucciones del programa almacenado y se comunica con los circuitos de E/S por medio de la barra de direcciones, barra de control y barra de datos. Al efectuar el 2650 cada instrucción, las informaciones presentes en las barras de datos y control especifican con qué dispositivo se va a comunicar (lugar de la memoria, dispositivo de E/S, etc.). La barra de datos se utiliza como un conducto de información entre el procesador y el dispositivo seleccionado. Esta forma de transferir la información se define en la arquitectura básica del sistema ilustrado en la figura 1.

Cuando el 2650 ejecuta una instrucción que se refiere a un dispositivo de E/S (por ejemplo, el registro de E/S paralelo), la dirección del mismo viene dada por la barra de direcciones. La Matriz de Puertas Programable (PGA) dentro del SMI decodifica la dirección y genera una señal que permite acceder al dispositivo de E/S. Así pues, el dispositivo de E/S seleccionado acepta los datos desde o hacia el 2650 por medio de la barra de datos. Al ejecutar el 2650 cada instrucción, ésta selecciona el dispositivo especificado por la instrucción (almacenamiento de programa, RAM del usuario, un dispositivo de E/S, etc.) con la barra de direcciones y se comunica con el dispositivo seleccionado por medio de la barra de datos.

Descripción del diagrama de bloques

Como se indicó anteriormente, el microcomputador básico consta del microprocesador 2650 y del "System Memory Interface" (SMI) 2656. El 2650 realiza las siguientes funciones:

ALU de 8 bits
La Unidad Aritmética y Lógica (ALU) efectúa todas las operaciones aritméticas y lógicas necesarias para la ejecución del programa.

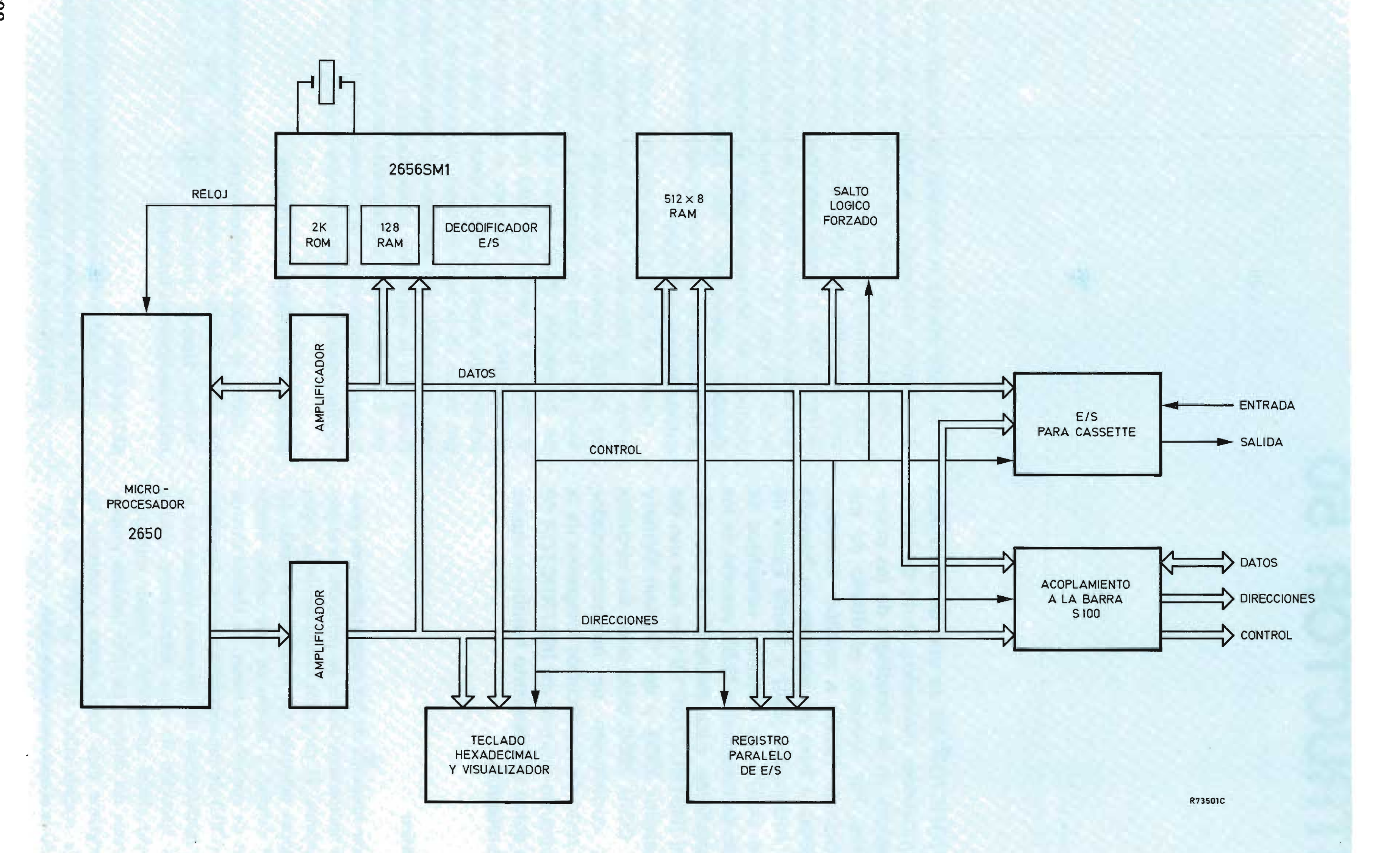


Figura 1. Arquitectura básica del INSTRUCTOR 50.

Contador de Programa

El Contador de Programa (PC) genera las direcciones para el almacenamiento del programa.

Lógica de interrupción

La lógica de interrupción proporciona todas las funciones necesarias para responder a una petición de interrupción desde un dispositivo exterior.

Registros internos

El 2650 tiene siete registros internos que permiten almacenar datos temporalmente y servir como lazo entre la ALU y la carga de datos desde el exterior, tales como posiciones en memoria RAM y dispositivos de E/S.

Barra para acoplamiento lógico

La barra para acoplamiento lógico distingue entre las direcciones de memoria y un dispositivo de E/S y especifica la dirección de las transferencias de datos entre el procesador y la carga de datos desde el exterior.

El microprocesador 2650 dispone a su alrededor de reforzadores de barra (amplificadores). Como el 2650 está fabricado utilizando un proceso MOS, las patillas de salida pueden llevar sólo una carga TTL. Los amplificadores de las barras de salida del 2650 pueden llevar todas las cargas de las barras del INSTRUCTOR 50.

Los datos del 2650 amplificados, y las barras de direcciones y control se conectan directamente al SMI 2656. El SMI contiene el programa monitor en una capacidad de 2K, 128 octetos de memoria de trabajo RAM, un sistema generador de reloj y un registro de E/S de ocho bits. Este registro se controla por medio de una Matriz de Puertas Programable por máscara (PGA). Tal como está configurado para el INSTRUCTOR 50, el PGA decodifica la barra de direcciones y proporciona ocho órdenes de selección para la memoria RAM del usuario y los dispositivos de E/S.

Todas las demandas de la memoria de trabajo del programa monitor se encuentran en los 128 octetos de memoria RAM del SMI. De hecho, el monitor sólo necesita 64 octetos, dejando así los 64 octetos restantes para que los pueda utilizar el usuario. Nótese, sin embargo, que mientras el INSTRUCTOR 50 permite acceder a estos 64 octetos de la memoria RAM del SMI con las órdenes DISPLAY y ALTER MEMORY y FAST PATCH, las órdenes SINGLE STEP y BREAK POINT no están apoyadas sin esta parte de la memoria. Por lo tanto, estos 64 octetos se podrán utilizar solamente para almacenamiento de datos. Es decir, los programas del usuario se podrán cargar en la memoria RAM del usuario o en una tarjeta de expansión de memoria S100.

Distribución de la memoria del INSTRUCTOR 50

El plano de la memoria se divide en cuatro páginas de 8K tal como la arquitectura de direccionamiento del 2650. La primera página, página cero, contiene la memoria RAM del usuario, la memoria ROM del SMI y la memoria RAM. La segunda, tercera y cuarta páginas se utilizan para expansión de memoria del usuario o memoria de E/S.

De la RAM de almacenamiento, se utilizan 512 octetos para almacenar programas del usuario y datos. La capacidad de la memoria RAM puede ser aumentada por medio del conector de la barra de expansión.

El desglose de la memoria y las posiciones de E/S del INSTRUCTOR 50 se muestran en la figura 2. La memoria del usuario ocupa desde la posición H'0000' a H'01FF' y se puede aumentar hasta ocupar las posiciones H'0200' – H'0FFF' y H'2000' – H'7FFF'. Los registros de E/S extended, están disponibles para el programa del usuario desde H'00' a H'F7'. Los registros desde F'F8' a F'FF' y las posiciones de memoria desde H'1000' a H'1FFF' están reservados para el monitor.

Hay 64 octetos de memoria RAM de carga, disponible para los programas del usuario con objeto de cargar valores de datos. Este espacio de carga adicional ocupa las posiciones de memoria desde H'1780' a H'17BF'. Según la forma de operar del monitor, las instrucciones no serán cargadas en estas posiciones.

Al registro de datos de E/S del INSTRUCTOR 50 se le asigna una de las tres posiciones, dependiendo de la posición del conmutador de selección del registro de dirección. Las direcciones de estas posiciones son: memoria H'0FFF', registro de E/S "extended" H'07' y registro de datos "non-extended" D.

Teclados

Hay un teclado hexadecimal (16 teclas) y otro de 12 teclas para funciones de control, que permiten la comunicación con el INSTRUCTOR 50. Ambos teclados están bajo el control del monitor. El monitor ejecuta un proceso de muestreo que determina qué tecla ha sido pulsada y qué acción le corresponde realizar al INSTRUCTOR 50 como resultado de la pulsación.

Teclado hexadecimal

El teclado hexadecimal (de 0 a 9 y de A a F) se utiliza para introducir direcciones y parámetros de datos según sean necesarios. Este teclado también se utiliza

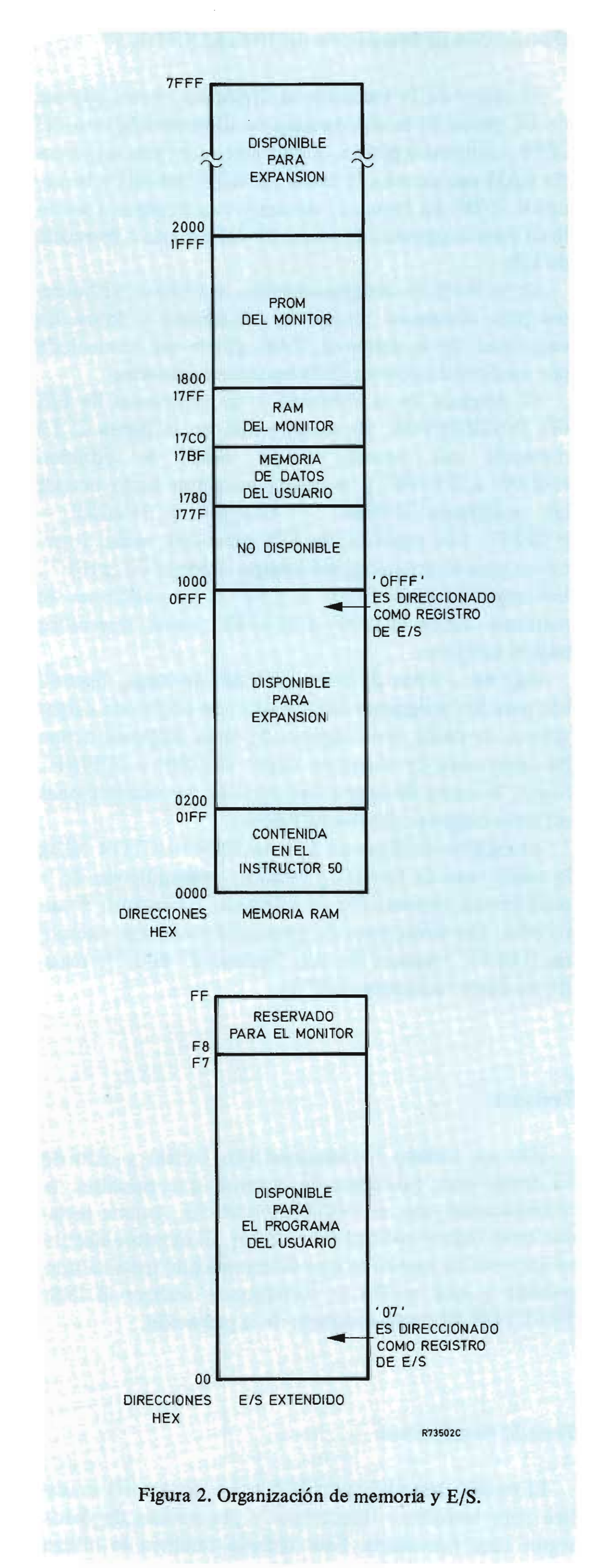


Figura 2. Organización de memoria y E/S.

junto con la tecla REG del teclado de funciones de control, para efectuar ciertas órdenes.

Teclado de funciones de control

Las teclas de la columna de la izquierda del teclado de funciones de control (SENS, INT, MON y RST) se utilizan principalmente para control del sistema. Las teclas restantes efectúan funciones asociadas con la entrada, ejecución y corrección de programas.

Las teclas RST y MON se encuentran activas siempre. Todas las demás teclas excepto SENS e INT son normalmente activas sólo durante el modo monitor. Las teclas SENS e INT son activas sólo durante la ejecución de un programa y no afectan cuando opera el monitor.

Tecla	*Función*
SENS	Controla la entrada SENSE del 2650 cuando se está ejecutando un programa del usuario. La entrada SENSE está en posición normal a nivel "0" lógico. Pulsando la tecla SENS pasará a nivel '1' lógico.
INT	Permite interrumpir manualmente el procesador cuando está ejecutando un programa. Cuando se pulsa esta tecla, comienza una secuencia de interrupción, resultando vectorizado el procesador a la posición de memoria 07. El conmutador DIRECT/INDIRECT del panel del INSTRUCTOR 50 determina si una instrucción de la posición 07 es ejecutada (DIRECT) o si el contenido de la posición 07 contiene una bifurcación de dirección a otra posición en la memoria del usuario (INDIRECT). Un interruptor, accesible desde el exterior a través de una ranura, hace que las interrupciones sean controladas por la frecuencia de la red de corriente alterna.
MON	Termina alguna operación en proceso y causa el salto lógico forzado de una secuencia de instrucciones de salto. La respuesta de pulsar la tecla MON es el mensaje HELLO en el visualizador del panel.
RST	Cuando se pulsa esta tecla, se termina la operación que se está realizando, aplicándose una señal de RESET al 2650, provocando una vuelta a la dirección cero de la ejecución del programa.
WCAS	Permite que los programas situados en la

memoria del INSTRUCTOR 50 puedan transferirse a una cinta de un audiocassette.

RCAS — Permite que se puedan transferir a la memoria del INSTRUCTOR 50, programas procedentes de una cinta de un audiocassette.

STEP — Hace que el 2650 ejecute una instrucción del programa y vuelva al modo monitor, visualizando la dirección de la siguiente instrucción en el visualizador.

RUN — Pulsando esta tecla termina el modo monitor y hace que la ejecución del programa comience en una dirección previamente especificada.

BKPT — Permite especificar y examinar un programa por partes, al provocar interrupciones prefijadas.

REG — Sitúa al INSTRUCTOR 50 en el modo DISPLAY y ALTER REGISTERS. En este modo se pueden examinar y alterar los registros generales del 2650, el valor del contador de programa y el valor del registro de estado y control del programa (PSW). Esta tecla se puede utilizar también para trabajar con las órdenes ADJUST CASSETTE y FAST PATCH.

MEM — Coloca al INSTRUCTOR 50 en el modo DISPLAY y ALTER MEMORY. En este modo se pueden especificar las posiciones de memoria que se desean examinar y alterar el contenido de las mismas.

ENT NXT — Introduce en la memoria o en los registros los datos que han sido tecleados y hace que se visualice el contenido de la siguiente posición de memoria o registro de una manera secuencial.

Las órdenes disponibles son:

DISPLAY AND ALTER REGISTERS
DISPLAY AND ALTER MEMORY
FAST PATCH
DISPLAY AND ALTER PROGRAM COUNTER
BREAKPOINT
STEP
WRITE CASSETTE
ADJUST CASSETTE
READ CASSETTE
RUN
RESET

Panel visualizador

El panel visualizador de 8 dígitos de 7 segmentos, responde a las órdenes de entrada y orienta en el uso del INSTRUCTOR 50, al visualizar mensajes describiendo los datos que se entran.

Acoplador para cassette

El acoplador para cassette se utiliza para la comunicación de los dispositivos de E/S del INSTRUCTOR 50 con un sistema analógico, un aparato audiocassette. Este acoplador convierte las señales lógicas generadas por el microprocesador en formas de onda de audio para grabación de datos, y convierte las formas de onda de audio que proceden del cassette en un tren de impulsos digitales, que pueden ser decodificados por el procesador cuando se leen los datos procedentes del cassette.

El INSTRUCTOR 50 utiliza un registro de salida de dos bits (registro extendido F8) para grabar datos en la cinta de cassette y un registro de entrada de un solo bit para la lectura de datos procedentes del cassette. La patilla SENSE del 2650 se utiliza para este cometido. El bit 7 del registro F8 se utiliza para conmutar la entrada SENSE del teclado al acoplador de cassette, cuando se realiza una operación de lectura de cassette. Ahora bien, antes de presentar la señal de audio en la patilla SENSE es convertida en digital por medio de un disparador de Schmidt. El disparador de Schmidt tiene 1,5 V de histéresis, con lo que la lectura lógica se hace con la suficiente inmunidad de ruido.

Lógica de salto forzado

Las órdenes de BREAKPOINT y SINGLE STEP se complementan con una combinación de control de la PROM del monitor y del hardware. Esta parte del hardware se llama lógica de salto forzado. La lógica de salto forzado devuelve el control del programa al monitor cuando se detecta un punto de ruptura (breakpoint) y cuando se aplica tensión al aparato.

Lógica de interrupción

El INSTRUCTOR 50 puede responder a la petición de interrupciones desde tres fuentes diferentes: la tecla INT, el reloj de tiempo real derivado de la frecuencia de la línea de corriente alterna, o del S100. Como se indicó anteriormente, la fuente de interrupción se determina por medio de un interruptor situado en la parte inferior de la carcasa del INSTRUCTOR 50. Este interruptor elige una de las dos posibilidades, tecla INT o

reloj de tiempo real. Una opción de salto atiende demandas de interrupción de la barra de acoplamiento S100.

La señal procedente de la fuente de interrupción seleccionada se introduce en un flip-flop que funciona cuando se detecta una petición de interrupción. La salida del flip-flop se conecta a la patilla INTREQ del microprocesador 2650. El 2650 responde a una petición de interrupción por afirmación del INTACK. El INTACK, en cambio, pone en estado de conducción un elemento de tres estados que sitúa el vector de interrupción en las posiciones H'07' o H'87', dependiendo de la petición DIRECT/INDIRECT del interruptor del bus de datos. El INTACK también pone a cero la petición de interrupción en el flip-flop.

Conmutadores y luces indicadoras de E/S

El microprocesador 2650 proporciona una serie de métodos para monitorizar el estado y controlar la operación de dispositivos externos de E/S. Uno de los métodos del 2650 es una E/S serie formada por la patilla de entrada SENSE y la patilla de salida FLAG del microprocesador. El 2650 también tiene previstos dos tipos de instrucciones de E/S en paralelo, llamadas "extended" y "non-extended". La instrucción "non-extended" de E/S es una instrucción de un octeto que permite leer y escribir un programa del usuario en los dos registros de E/S de ocho bits: registros C y D. La instrucción "extended" de dos octetos aumenta las posibilidades de E/S a 256 E/S bidireccionales.

Además de las instrucciones específicas del 2650 para operaciones de E/S, se puede elegir la utilización de la memoria hecha para el modo E/S. Este modo se ejecuta asignando una dirección de memoria a cada dispositivo de E/S. Un registro de E/S utilizado como memoria necesita más decodificación lógica que un registro "extended" o "non-extended".

El INSTRUCTOR 50 incluye características que ponen de manifiesto todos los modos de E/S del microprocesador 2650. Estas características se describen como sigue.

SENSE y FLAG de E/S

Las patillas SENSE y FLAG del nicroprocesador 2650 están asociadas con los bits SENSE y FLAG del registro de estado y control del programa (PSW del microprocesador 2650). El bit SENSE del PSW siempre refleja el nivel de señal de la patilla SENSE, y el nivel de la patilla FLAG refleja el valor del bit FLAG del PSW.

El usuario puede controlar manualmente el valor del bit SENSE del PSW utilizando la tecla SENS del teclado de funciones de control. Cuando se pulsa la tecla SENS, el bit SENSE se pone a uno. Si no se pulsa, el SENSE está a cero.

Las luces indicadoras del panel frontal del INSTRUCTOR 50 son excitadas por la patilla FLAG del 2650, proporcionando una indicación visual del valor del bit FLAG. Si el valor del FLAG es uno, la luz indicadora está encendida, y si el FLAG vale cero, dicha luz se encuentra apagada.

E/S NON EXTENDED

El microprocesador 2650 puede controlar dos registros de E/S bidireccionales con cuatro instrucciones de un octeto: WRTC, WRTD, REDC y REDD. Estas instrucciones manejan datos entre el registro C, el registro D y los registros internos del 2650.

Los registros de E/S paralelo del panel frontal del INSTRUCTOR 50 se pueden utilizar como registro D "non-extended" poniendo el conmutador de selección de direccionamiento del registro en la posición NON-EXTENDED. En esta posición se puede acceder al registro de E/S con las instrucciones WRTD y REDD. Así se pueden introducir datos manualmente con los conmutadores de entrada, incluyendo una instrucción REDD en el programa. De la misma forma, se puede escribir un dato en las luces indicadoras de salida, al ejecutar una instrucción WRTD.

E/S EXTENDED

El 2650 puede controlar más de 256 registros bidireccionales de E/S con las instrucciones de dos octetos WRTE y REDE. Los registros de E/S paralelo se pueden asignar como "extended" en H'07' poniendo el conmutador del direccionamiento de registros en la posición EXTENDED. De este modo, se puede tener acceso al registro de E/S paralelo con las instrucciones WRTE y REDE que especifican un direccionamiento extended H'07' en su segundo octeto.

E/S a través de la memoria

Para efectuar una E/S de este tipo, basta decodificar una dirección de la memoria para activar un registro de E/S. Para demostrar este modo de E/S, el conmutador de direccionamiento de registro se puede poner en la posición MEMORY. Así se designa al registro de E/S paralelo la dirección de memoria H'0FFF'. Así cuando una instrucción referida a la memoria especifique H'0FFF' como fuente o destino, accederá al registro de E/S paralelo del panel. Cuando

una instrucción lee la posición H'0FFF', el valor contenido en el registro especificado aparecerá en las luces indicadoras del registro de salida.

Barra de expansión S100

El INSTRUCTOR 50 incluye un conector de barra de expansión para que otros productos estándar, tal como memoria adicional o tarjetas de prototipos, se puedan utilizar con el sistema. Este conector activa todas las señales de E/S del 2650, además de controlar las señales que necesita la barra S100.

La barra S100 consta de elementos de tres estados que conducen en uno u otro sentido y una Matriz de Puertas Programable en el Campo (FPGA) que da a la barra S100 las señales procedentes de combinaciones de señales de control del 2650. El FPGA permite modificar la barra de acoplamiento para atender las especificaciones que se necesiten.

Alimentación

La tensión necesaria para el funcionamiento del INSTRUCTOR 50, se obtiene de la red a través de un transformador de pared, que se suministra con el aparato. El transformador proporciona 8 V eficaces de c.a. En el circuito impreso del aparato, la entrada de c.a. se rectifica, y la tensión de c.c. resultante se aplica a un regulador de tensión de tres terminales. El regulador suministra 5 V de c.c. a 1,5 A.

La entrada de c.a. al aparato, también se aplica a un divisor de tensión. La tensión de c.a. reducida se conecta a un comparador que proporciona un reloj en tiempo real a una frecuencia de 50 Hz (en Estados Unidos 60 Hz). Este reloj de tiempo real se aprovecha para la interrupción lógica a través del conmutador de selección que está situado en la parte inferior del circuito impreso, accesible desde el exterior.

PROM del monitor

El monitor supervisa las operaciones del INSTRUCTOR 50 y permite introducir y alterar programas, ejecutar estos programas de forma contínua o paso a paso y efectuar funciones auxiliares. Las órdenes del monitor se introducen por medio de las teclas de control y del teclado hexadecimal, visualizando los resultados en el visualizador del monitor.

La figura 3 muestra un diagrama de flujo básico del monitor. Si se detecta una tecla bajada durante el muestreo, el monitor verifica que se ha bajado una tecla, se para la visualización, ejecuta una función antirrebote

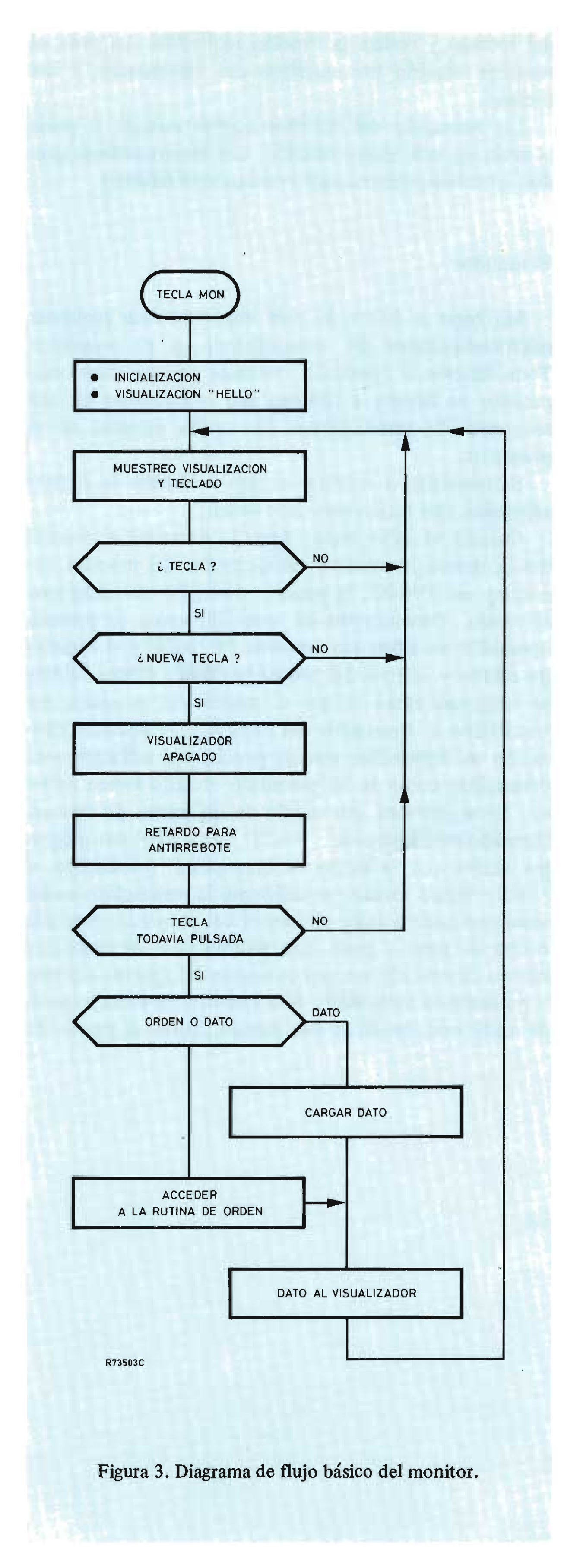


Figura 3. Diagrama de flujo básico del monitor.

del teclado y realiza la función requerida. Así pues, el monitor efectúa un muestreo del visualizador y del teclado.

Las funciones del monitor acaban cuando se pulsa la tecla de una nueva función. Las interrupciones quedan inhibidas mientras está avanzando el monitor.

El monitor

Sin lugar a dudas, lo más importante de cualquier microcomputador (o computador) es el programa. Toda función u operación realizada por un microcomputador es llevada a término por la ejecución de una secuencia de instrucciones que están situadas en el programa.

Básicamente el monitor es una colección de rutinas separadas, una rutina para cada orden.

Cuando el salto lógico forzado devuelve el control del programa al monitor, la ejecución del monitor comienza en H'1800', la primera dirección del programa ejecutivo. Comenzando en esta dirección, la primera operación es salvar los registros del 2650 y el registro de estado y control del programa (PSW). (Estos valores se restauran antes de que el control del programa sea transferido a la memoria del usuario.) La siguiente operación es comprobar ciertos puntos del software para determinar como se ha permitido el salto lógico forzado. Si se provoca por medio de un punto de ruptura (breakpoint), instrucción WRTC, el control del programa vuelve por la rutina de breakpoint. Igualmente, si el salto lógico forzado se activa por la realización de una secuencia paso a paso, el control del programa pasa a la rutina de paso a paso. Las posibilidades de estos dos modos de entrada son por conexión del aparato a la red, y pulsando la tecla MON. Si el ejecutivo se entra a través de cada uno de estos dos modos, borra el punto de ruptura y los indicadores de paso, dado que pueden estar activados y la puesta en monitor se hace por conexión del aparato a la red. A continuación, el puntero del visualizador pone la palabra "HELLO" y se llama a la subrutina DISPLAY. El monitor se mantiene en esta subrutina hasta que se pulsa una tecla de función.

Volviendo sobre la subrutina DISPLAY, R0 contiene el valor de la tecla de función. Este valor se utiliza como índice para buscar la dirección de una rutina de orden. Esta dirección se utiliza para una bifurcación absoluta a una de las rutinas de órdenes. El ejecutivo de algunas rutinas de órdenes se vuelve a introducir cuando se pulsa alguna tecla de función. Así, se accede a la dirección de una nueva orden y el monitor se bifurca otra vez a la rutina de orden especificada.

Llamadas a subrutinas del monitor

Si, por ejemplo, se quiere efectuar la suma de dos números utilizando el visualizador y los teclados del INSTRUCTOR 50, se puede utilizar el visualizador para poner los dos números que se quiere sumar, y se llama a las subrutinas del programa monitor. Después de haber introducido los dos números y haber sido efectuada la suma, se llama a otra subrutina del monitor para visualizar el resultado de la suma.

Además, el programa monitor contiene otras subrutinas que se utilizan para escribir programas.

Las subrutinas del monitor se llaman con la instrucción Bifurcación Relativa de Subrutina a Cero (ZBSR). La instrucción ZBSR especifica una subrutina relativa al octeto cero de la página cero. Se accede a estas subrutinas, mediante direccionamiento indirecto, utilizando las direcciones contenidas al final de la primera página de 8K del microprocesador 2650. ■

Rutinas generales de retardo

En este artículo se describen algunas formas de escribir rutinas de tiempos de retardo por programa para el microprocesador 2650 de Signetics. Se dan las restricciones de tiempo para cada rutina y las fórmulas para calcular el retardo.

Los tiempos de retardo se necesitan a menudo en las aplicaciones de los microprocesadores. Un ejemplo típico es un tiempo de retardo para un acoplamiento serie de un teletipo. Si bien los tiempos de retardo pueden ser generados mediante contadores, monoestables, multivibradores, etc., es más simple y económico utilizar una pequeña rutina por programa.

En general, se puede realizar un retardo colocando un contador con un número N y decrementando este número uno a uno hasta que sea cero. Si el decremento del número ocupa un período de reloj, entonces el tiempo total de retardo son N períodos de reloj.

En el microprocesador 2650, los registros internos se pueden utilizar como contadores. Las instrucciones que le son más útiles para decrementar son "Branch on Decrementing Register" (BDRR y BDRA), según sea direccionamiento relativo o absoluto respectivamente, que también comprueban si el contenido de un registro es cero.

La figura 1 muestra una forma de hacer una rutina de retardo. Esta rutina consiste en una parte establecida y un lazo contador. El lazo contador se ejecutará n veces y el establecido sólo una vez. Así, el tiempo de retardo será:

$$t_r = t_e + n.\ t_{lc}$$

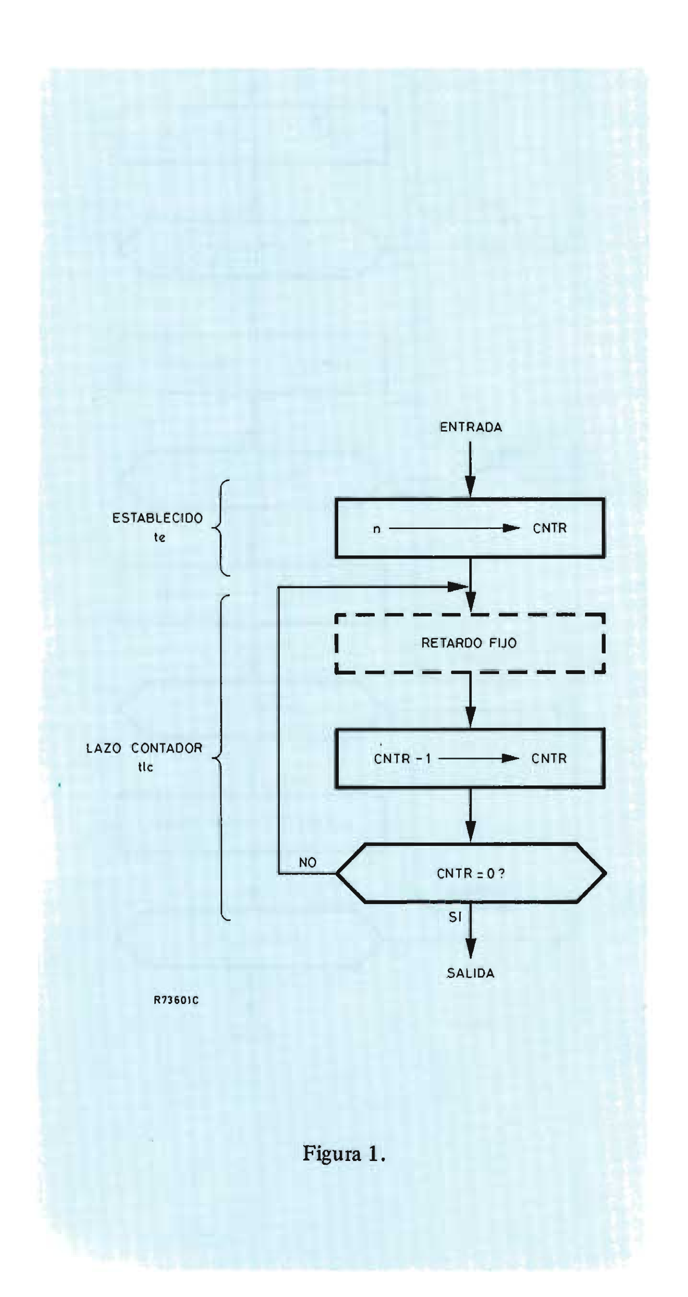


Figura 1.

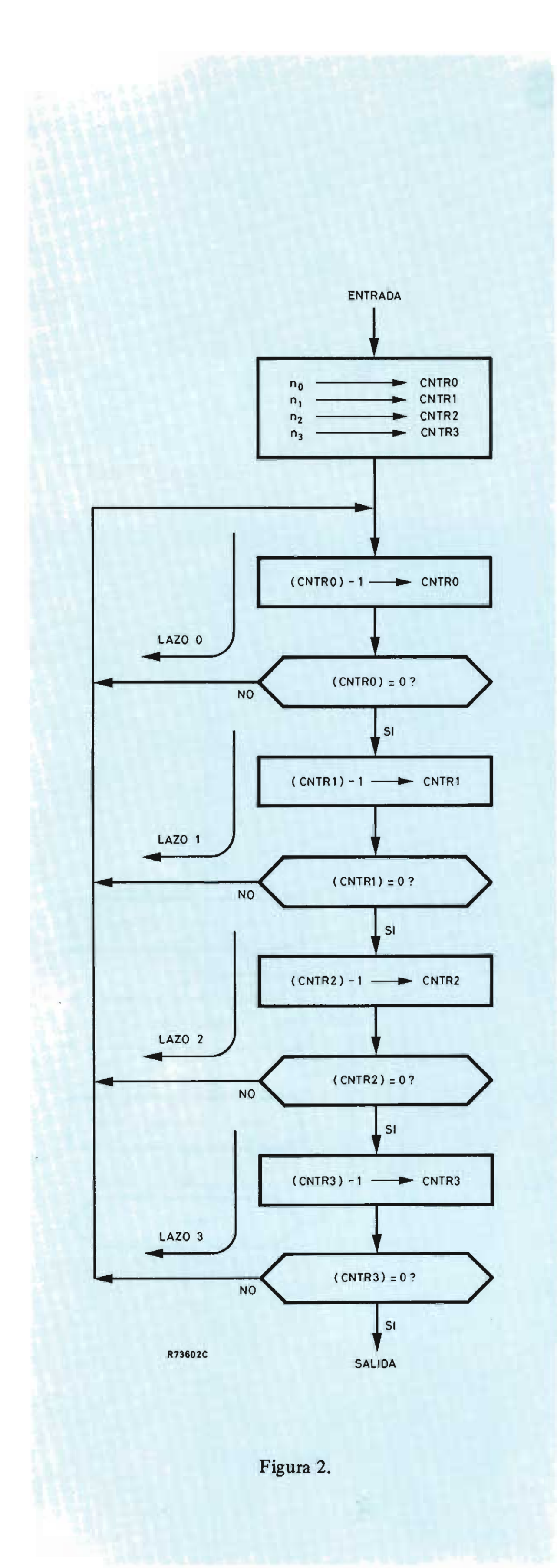


Figura 2.

De esta forma es posible incrementar el tiempo de retardo, bien sea incrementando n o haciendo t_{lc} más largo. Esto último se puede hacer insertando un retardo fijo tal como la instrucción No Operation (NOP) en el lazo contador.

El programa de la subrutina mostrada en el diagrama de la figura 1 es el siguiente:

	LODI, Rx n	Cargar n dentro del registro Rx;	6 pr*
LAZO	NOP	No Operación; retardo fijo de 6 períodos de reloj (pr)	6 pr
	BDRR, Rx LAZO	Decrementar Rx; bifurcar a lazo si el resultado no es cero.	9 pr

*pr = períodos de reloj.

Con un NOP, el tiempo de retardo es: $t_r = (6 + 15.n)$ pr. Sin el NOP, el tiempo de retardo es: $t_t = (6 + 9.n)$ pr. El máximo tiempo de retardo se obtiene cuando Rx es cargado con cero, ya que Rx hará el ciclo de los 256 estados posibles. Cuando Rx = R0, la instrucción LODI, R0 0 se puede sustituir por la instrucción EORZ R0 que ahorrará un octeto de código.

Otra forma de efectuar el tiempo de retardo es repetir varias veces el lazo contador de la figura 1. Esto se puede hacer por repetición de las instrucciones o contando en otro registro las veces que se efectúa el lazo. Este último método se puede ampliar hasta ocupar cuatro registros internos. La figura 2 muestra el diagrama de flujo de una rutina de retardo empleando esta técnica.

El número de veces que el microprocesador ejecuta los diferentes lazos, que se muestran en la figura 2, son:

lazo 3: n_3
lazo 2: $n_2 + (n_3 - 1)256$
lazo 1: $n_1 + (n_2 - 1)256 + (n_3 - 1)256^2$
lazo 0: $n_0 + (n_1 - 1)256 + (n_2 - 1)256^2 + (n_3 - 1)256^3$

Así pues, el tiempo de retardo de esta subrutina es:

$$t_r = \left\{ 24 + [n_0 + n_1 + (n_1 - 1)256 + n_2 + (n_2 - 1)(256 + 256^2) + n_3 + (n_3 - 1)(256 + 256^2 + 256^3)]\,9 \right\} \text{ pr}$$

Si Rx se carga con un cero, entonces $n = 256$ en la fórmula.

La tabla 1 muestra 6 programas de rutinas de retardo, con especificaciones para cada programa. El tiempo de retardo para estas rutinas puede ser computado a partir de las siguientes ecuaciones:

Rutina	*Tiempo de retardo*
a	$t_r = (6 + 9.n_0)$ pr
b	$t_r = (6 + 15.n_0)$ pr
c	$t_r = (2310 + 9.n_0)$ pr
d	$t_r = \{12 + [n_0 + n_1 + (n_1 - 1)\,256]\,9\}$ pr
e	$t_r = \{18 + [n_0 + n_1 + (n_1 - 1)\,256 + n_2 + (n_2 - 1)(256^2 + 256)]\,9\}$ pr
f	$t_r = \{24 + [n_0 + n_1 + (n_1 - 1)\,256 + n_2 + (n_2 - 1)(256^2 + 256) + n_3 + (n_3 - 1)(256^3 + 256^2 + 256)]9\}$ pr

Tabla 1.

Rutina	Tiempo de retardo (pr) mín*	máx	Pasos de retardo (pr)	Número de octetos	Número de registros		Programa	
a	15	2310	9	4	1	 LAZO	LODI, *R0* n_0 BDRR, *R0* n_0	 LAZO
b	21	3846	15	5	1	 LAZO 	LODI, *R0* n_0 NOP BDRR, *R0*	 LAZO
c	2319	4614	9	6	1	 LAZ 1 LAZ 2	LODI, *R0* n_0 BDRR, *R0* BDRR, *R0*	 LAZ 1 LAZ 2
d	30	592.140	9	8	2	 LAZO 	LODI, *R0* n_0 LODI, *R1* n_1 BDRR, *R0* BDRR, *R1*	 LAZO LAZO
e	45	$\approx 151{,}6 \times 10^6$**	9	12	3	 LAZO 	LODI, *R0* n_0 LODI, *R1* n_1 LODI, *R2* n_2 BDRR, *R0* BDRR, *R1* BDRR, *R2*	 LAZO LAZO LAZO
f	60	$\approx 38{,}8 \times 10^9$***	9	16	4	 LAZO 	LODI, *R0* n_0 LODI, *R1* n_1 LODI, *R2* n_2 LODI, *R3* n_3 BDRR, *R0* BDRR, *R1* BDRR, *R2* BDRR, *R3*	 LAZO LAZO LAZO LAZO

* pr = período de reloj. Para 1 MHz, 1 pr = 1 μs

** Para 1 MHz éste es de unos 2,5 minutos.

***Para 1 MHz, éste es de unas 10,46 horas.

■

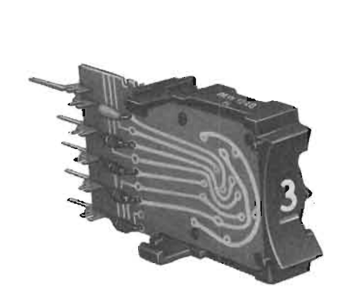
CONMUTADORES ROTATIVOS





SERIE INDUSTRIAL

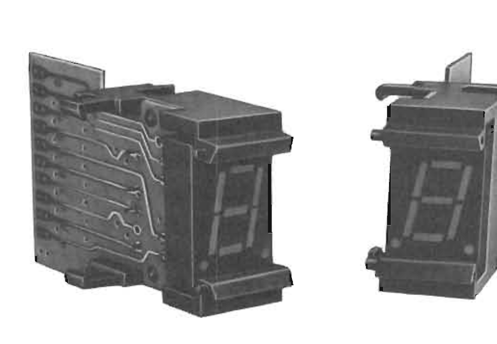
- Versión T, para la selección de la cifra mediante rotor.
- Versión B, para la selección mediante pulsadores.
- Gama completa en conmutadores decimales, codificación y decodificación.
- Disponibles con terminales para conexión wire-wrap





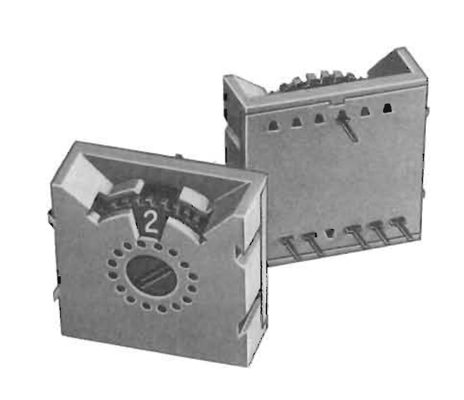
SERIE MINIATURA

- Versión normalizada para la selección de la cifra mediante rotor.
- Versión F, para la selección mediante pulsadores.
- Existe la misma gama que en la serie industrial.



SERIE 84, MODULOS VISUALIZADORES 7-SEGMENTOS

- Permite realizar el montaje de sistemas de visualización en combinación con los conmutadores rotativos miniatura.
- Punto decimal a la izquierda.
- Dimensiones 11 x 7,62 mm.
- Posibilidad de suministro: visualizador, visualizador y decodificador montado en módulo TTL compatible, versiones C—MOS compatible.
- Opciones: — rotor iluminado.
  - terminales para conexión wire-wrap.



NUEVA SERIE E

- Conmutadores para montaje directo sobre placas de circuito impreso.
- Versiones en decimal y hexadecimal.
- $V_{máx.} = 250$ V. $I_{máx.\ conmut.} = 0{,}15$ A

Entrada/salida en serie con microprocesador 2650

Las patillas Sense/Flag del microprocesador 2650 se pueden utilizar para acoplamientos de E/S en serie. La patilla Sense está conectada directamente a un bit en la Palabra de Estado del microprocesador. Un nivel ALTO en la patilla Sense aparece como un uno binario, mientras que un nivel BAJO aparece como un cero binario. El bit Sense de la Palabra de Estado puede ser almacenado o comprobado por el programa. El bit Flag de la Palabra de Estado es un simple biestable que excita la patilla de salida Flag.

El uso más común de Sense/Flag es en acoplamientos a un teclado donde los datos se reciben o transmiten en serie. Todas las manipulaciones de bits y temporizaciones, tal como la conversión serie-paralelo de un octeto, se pueden hacer mediante software con el 2650. El software trabaja almacenando o activando los dos bits de la Palabra de Estado, que reflejan o controlan los niveles en las patillas del microprocesador. El hardware externo se necesita solamente para acoplamiento con los niveles de la línea. Dado que las patillas Sense y Flag son independientes de la estructura de la barra de E/S, no se necesitan impulsos de reloj de sincronismo ni hardware para la decodificación de direcciones.

A continuación se dan dos ejemplos de dispositivos de acoplamiento. Uno para un terminal TRC del tipo RS232 de 1200 baudios y otro para un teletipo de 110 baudios. La figura 1 muestra el acoplamiento del RS232. La mitad del 8T15, doble excitador de línea, se utiliza para transmitir de la patilla Flag al

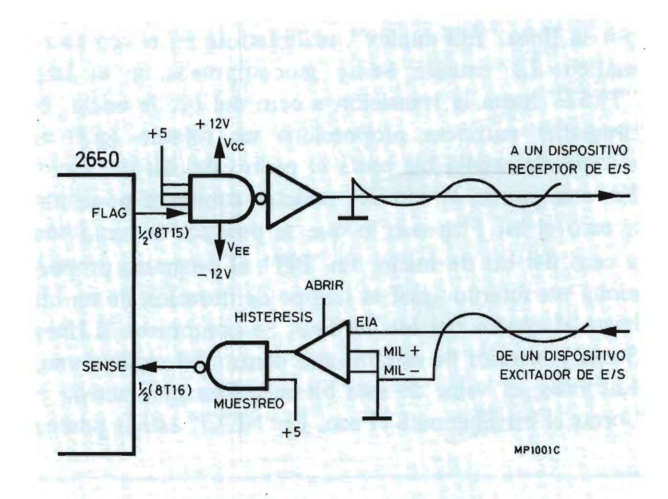


Figura 1. Acoplamiento RS-232.

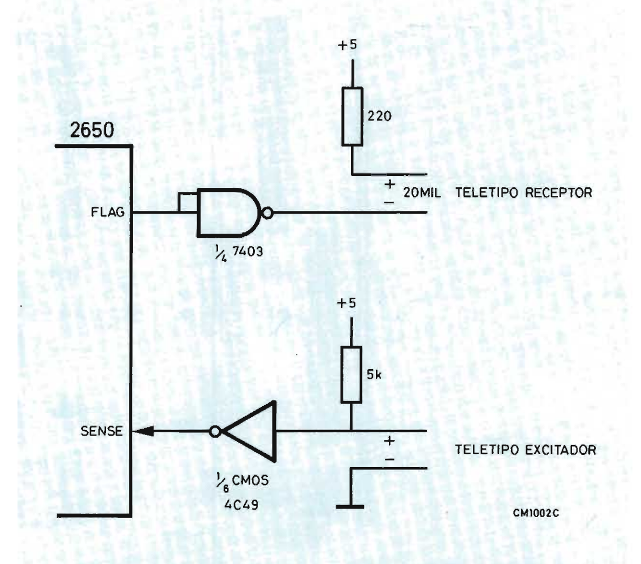


Figura 2. Acoplamiento del teletipo modelo 33 duplex.

terminal, mientras que la mitad del 8T16, doble receptor de línea, se utiliza para detectar el estado del biestable al que está conectada la patilla Sense. La figura 2 muestra el acoplamiento a un teletipo modelo 33. Se utiliza una puerta TTL de colector abierto para proporcionar un lazo de 20 mA al teletipo receptor. Para recibir información del teletipo se utiliza una puerta CMOS a fin de proporcionar la suficiente inmunidad al ruido.

Todas las definiciones relativas a la velocidad de transmisión, formatos de caracteres y características de línea están hechas mediante el software. Para estos ejemplos, la comunicación es serie asíncrona, sobre una línea "full duplex".

La lógica interna del programa que se muestra en la figura 4 (listado del programa) hace que se reciba cada bit de entrada del carácter y saca el bit de vuelta por la línea "full duplex", realizándose así el eco automático. La entrada Sense se comprueba en el lazo "TEST" hasta la transición a cero del bit de inicio. El programa entonces proporciona un retardo igual al tiempo de medio bit hasta el centro del bit de inicio. En este punto, el eco del carácter comienza poniendo a cero el bit Flag con lo que se produce la transición a cero del bit de inicio. En 'BIT', el programa proporciona un retardo igual al tiempo de duración de un bit hasta el centro del bit de dato. Se comprueba la línea Sense y el valor de este bit gira dentro del registro uno. Entonces, el valor de este bit se utiliza para activar o borrar el bit Flag para el eco. En 'NEXT' está la prueba

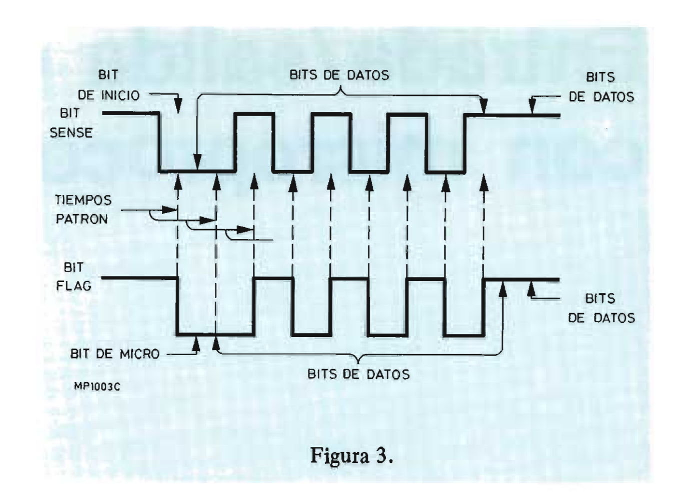
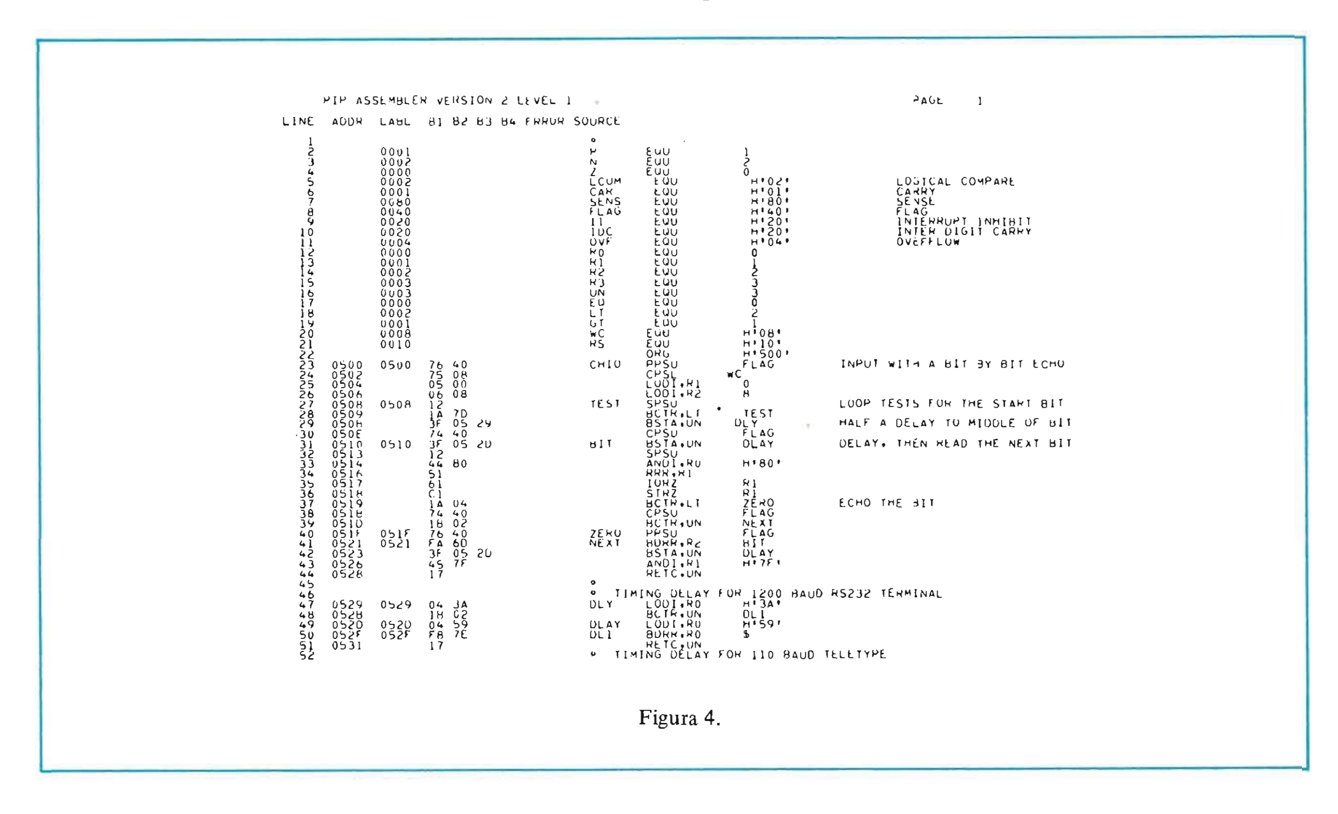


Figura 3.

que controla el lazo para dar sólo ocho bits. En la figura 3 se muestran los niveles y tiempos cuando el eco es una letra 'U' en ASCII.

El bit de temporización se hace mediante una subrutina que cuenta ciclos a la velocidad de transmisión adecuada. El programa ejemplo muestra un retardo para la velocidad de 1200 baudios en la etiqueta 'DLAY'. La conversión de los ciclos de instrucción a milisegundos se hace teniendo en cuenta un reloj de 1 MHz. La estabilidad del reloj es sólo moderadamente importante, dado que cada carácter introduce sólo 9 patrones de tiempo y cada bit de inicio redefine la línea base para toda la temporización. ■



```
      PIP ASSEMBLER VERSION 2 LEVEL 1                          PAGE   1

ADDR  LABL  B1 B2 B3 B4 ERROR SOURCE

                        *
      0001              P     EQU     1
      0002              N     EQU     2
      0000              Z     EQU     0
      0002              LCOM  EQU     H'02'        LOGICAL COMPARE
      0001              CAR   EQU     H'01'        CARRY
      0080              SENS  EQU     H'80'        SENSE
      0040              FLAG  EQU     H'40'        FLAG
      0020              II    EQU     H'20'        INTERRUPT INHIBIT
      0020              IDC   EQU     H'20'        INTER DIGIT CARRY
      0004              OVF   EQU     H'04'        OVERFLOW
      0000              R0    EQU     0
      0001              R1    EQU     1
      0002              R2    EQU     2
      0003              R3    EQU     3
      0003              UN    EQU     3
      0000              EQ    EQU     0
      0002              LT    EQU     2
      0001              GT    EQU     1
      0008              WC    EQU     H'08'
      0010              RS    EQU     H'10'
                              ORG     H'500'
0500  0500  76 40       CHIO  PPSU    FLAG        INPUT WITH A BIT BY BIT ECHO
0502        75 08             CPSL    WC
0504        05 00             LODI,R1 0
0506        06 08             LODI,R2 8
0508  0508  12          TEST  SPSU                LOOP TESTS FOR THE START BIT
0509        1A 7D             BCTR,LT TEST
050B        3F 05 29          BSTA,UN DLY         HALF A DELAY TO MIDDLE OF BIT
050E        74 40             CPSU    FLAG
0510  0510  3F 05 2D    BIT   BSTA,UN DLAY        DELAY, THEN READ THE NEXT BIT
0513        12                SPSU
0514        44 80             ANDI,R0 H'80'
0516        51                RRR,R1
0517        61                IORZ    R1
0518        C1                STRZ    R1
0519        1A 04             BCTR,LT ZERO        ECHO THE BIT
051B        74 40             CPSU    FLAG
051D        1B 02             BCTR,UN NEXT
051F  051F  76 40       ZERO  PPSU    FLAG
0521  0521  FA 6D       NEXT  BDRR,R2 BIT
0523        3F 05 2D          BSTA,UN DLAY
0526        45 7F             ANDI,R1 H'7F'
0528        17                RETC,UN
                        *
                        * TIMING DELAY FOR 1200 BAUD RS232 TERMINAL
0529  0529  04 3A       DLY   LODI,R0 H'3A'
052B        1B 02             BCTR,UN DL1
052D  052D  04 59       DLAY  LODI,R0 H'59'
052F  052F  F8 7E       DL1   BDRR,R0 $
0531        17                RETC,UN
                        * TIMING DELAY FOR 110 BAUD TELETYPE
```

Figura 4.





TUBOS MONITORES SEMIPROFESIONALES Y COMPONENTES BOBINADOS

Tubos monitores diseñados especialmente para aplicaciones de TV en circuito cerrado, visualizadores alfanuméricos, etc.

Tubos monitores	M24-300	M31-330	M31-300	M38-300
Tamaño pantalla (mm)	229 (9″)	292 (12″)	295 (12″)	352 (15″)
Angulo desviación (grados)	90	90	110	110

Cada tubo puede ser suministrado con las siguientes pantallas: P4 (blanco), P31 (verde de persistencia media) y P39 (verde de gran persistencia)

Combinaciones recomendadas con los componentes bobinados

	Vídeo (TV c.c.) y visualizadores de datos básicos (2000 carácteres)	Visualizadores de datos alfanuméricos de media página (4000 carácteres)	
Tubo monitor	**M24-300 M31-330**	**M24-300 M31-330**	**M31-300 M38-300**
Unidad desviación	**AT1074**	**AT1071/03**	**AT1038/40**
Transformador línea	**AT2140/10**	**AT2102/02**	**AT2102/04**
Control linealidad	**AT4042/39**	**AT4036**	**AT4042/08**
Transformador excitador	**AT4043/56**	**AT4043/56**	**AT4043/59**
Fuente alimentación	9-12 V	12-16 V	20-70 V
MAT	11 kV	16 kV	17 kV

Además de los tubos monitores y componentes bobinados ofrecemos un amplio soporte de circuitos integrados (microprocesadores, memorias, generadores de carácteres, circuitos de interface, etc.) adecuados para realizar las funciones lógicas necesarias.


COPRESA
comercializa
en España
el microprocesador 2650
de
signetics



Revista "Miniwatt"

Vol. 18 - Núm. 9

50 Ptas.

Tubos fotomultiplicadores para aplicaciones médicas.

Revista "Miniwatt"

VOLUMEN 18 - Número 9

OCTUBRE 1979



INDICE

PUBLICADA POR COMPAÑIA DE PRODUCTOS ELECTRONICOS "COPRESA", S. A.

Revista MINIWATT
Balmes, 22 - Barcelona-7

SUSCRIPCION ANUAL (11 números). . . . 450 Ptas.
GASTOS ENVIO CONTRA-REEMBOLSO . 30 Ptas.
CAMBIO DOMICILIO . . . . 25 Ptas.

Depósito Legal: B.18.387-61 ISSN 0210-2641 GRAFESA - Nápoles, 249 - Barcelona

Intensificadores de imagen

En este artículo se presentan los intensificadores de imagen, describiendo algunos detalles de su forma de funcionamiento y de sus características. No es un estudio exhaustivo de los últimos desarrollos tecnológicos, pero puede servir de guía para el diseño de un sistema totalmente efectivo.

INTRODUCCION

Los intensificadores de imagen son dispositivos optoelectrónicos que han sido desarrollados para que el hombre pueda ver y trabajar efectivamente en niveles de iluminación que normalmente serían prohibitivos. A pesar de que no están diseñados para funcionar en oscuridad total, pueden proporcionar imágenes útiles en condiciones de mínima iluminación, por ejemplo, en una nublada noche sin luz de la luna. En los últimos años, los dispositivos de formación de imágenes han alcanzado una etapa de desarrollo tal que la percepción de la imagen sólo está limitada por las fluctuaciones estadísticas del flujo de fotones incidente en el sistema óptico de entrada.

En un intensificador de imagen, una imagen de la escena que se observa es intensificada optoelectrónicamente y observada directamente en una pantalla luminiscente. La imagen inicial es enfocada en la cara de entrada de un fotocátodo transparente; éste emite entonces una "imagen" correspondiente de los fotoelectrones que son acelerados sobre la pantalla. Como cada fotón de la escena produce decenas de fotones en la pantalla, la imagen final resulta muy intensificada.

Existen dos categorías fundamentales de intensificadores de imagen.

Convertidores de imagen activos

Son "activos" los que normalmente requieren que la escena esté artificialmente iluminada, por ejemplo con radiación de infrarrojos. Así, el dispositivo convierte la radiación infrarroja reflejada en una imagen intensificada visible directamente.

Intensificadores de imagen pasivos

Estos intensifican radiación visible y del infrarrojo próximo. Se llaman "pasivos" porque trabajan con la luz disponible y no necesitan iluminación adicional. Estos proporcionan una visión clara en condiciones de oscuridad casi total.

Se han desarrollado diferentes dispositivos, tanto con enfoque electrostático como magnético, de cada una de estas dos amplias categorías. Sin embargo, en este artículo sólo se consideran los intensificadores de imagen pasivos enfocados electrostáticamente. De ellos, hay cuatro tipos principales, generalmente agrupados en dos generaciones:

primera generación	tipos de una etapa
	tipos de varias etapas en cascada
segunda generación	tipos de placa de microcanal inversora
	tipos de placa de microcanal de doble enfoque de proximidad

Se describe con detalle la construcción, funcionamiento y características de cada tipo y se da información general sobre sistemas de visión nocturna.

Es evidente el uso de intensificadores de imagen en sistemas de visión nocturna para aplicaciones militares en especial y de aplicación general; sin embargo, hay otros campos de actividad donde pueden ofrecer ventajas importantes. Por ejemplo, se pueden utilizar para ver en pantallas fluorescentes excitadas por rayos X o electrones con niveles de muy baja luminancia. También tienen aplicación como ayuda para la navegación, particularmente en aguas confinadas y para vigilancia y control de tráfico en condiciones de baja luz ambiental. Los intensificadores también mejoran la efectividad de los telescopios astronómicos. Se puede acoplar ópticamente a una cámara de televisión si el observador ha de estar lejos del instrumento de captación de la imagen. Estos sistemas permiten que varios observadores vean una escena simultáneamente, que un observador controle simultáneamente varias pantallas, o la observación en ambientes perjudiciales.

AYUDA A LA PERCEPCION DEL OJO

El número medio de fotones emitidos por segundo por un objeto en una escena nocturna es directamente proporcional al brillo del objeto. La fracción de estos fotones que incide en la retina del ojo de un observador depende del tamaño de la pupila, es decir del estado de adaptación a la oscuridad y de la distancia entre el observador y el objeto. Además, el número de fotones recibidos por segundo de cualquier objeto variará con el tiempo como resultado del proceso aleatorio de emisión.

El proceso de observar un "detalle" en una escena depende de la capacidad del ojo para detectar una diferencia de iluminancia en áreas adyacentes de la retina. Esto se puede aumentar mediante un instrumento que:

1) captura una fracción mayor de los fotones emitidos por la escena;
2) tiene una eficiencia cuántica más elevada que la del ojo sin ayuda alguna;
3) tiene una respuesta espectral más adaptada a la iluminación nocturna del cielo que el ojo (por ejemplo, el fotocátodo S25 utilizado en intensificadores de imagen).

Los intensificadores de imagen que se estudian en este artículo están diseñados para utilizarlos en sistemas pasivos de observación nocturna. Para su funcionamiento, ellos cuentan con la luz disponible en niveles de intensidad extremadamente bajos tales como la luz de las estrellas o la reflejada por una ciudad iluminada. La tabla 1 muestra la gama de la iluminancia de la escena (brillo) que se tiene normalmente.

Con la ayuda de buenos objetivos, la cantidad de luz que llega al fotocátodo de un intensificador cuando la

Tabla 1. *Margen de iluminancia de la escena.*

Luz directa del sol	10^5 lx
Luz brillante de día	10^4
Día nublado	10^3
Día muy oscuro	10^2
Luz del crepúsculo	10
Oscuridad total	1
Luna llena	10^{-1}
Cuarto de luna	10^{-2}
Luz de las estrellas	10^{-3}
Luz de las estrellas y nublado	10^{-4}

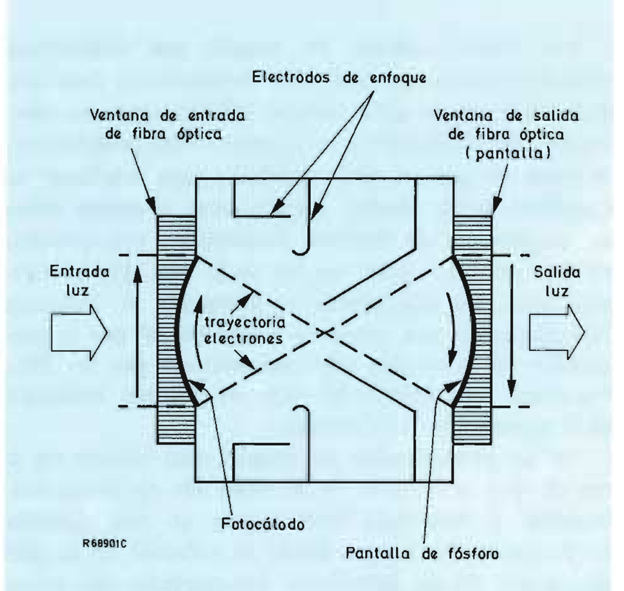


Figura 1. Intensificador de imagen de una etapa de enfoque electrostático.

escena es iluminada por la luz de las estrellas será aproximadamente 10^{-6} lx. Un intensificador de imagen debe ser capaz de captar esta pequeña cantidad de radiación e intensificarla a un nivel que sea detectable por el ojo. Los intensificadores también se pueden utilizar en condiciones de crepúsculo si la iluminación del fotocátodo es de 0,1 lx aproximadamente. Para trabajar con este margen de niveles de luz, una relación de 10^5 aproximadamente, los intensificadores de imagen generalmente tienen control automático de brillo (c.a.b.), a veces llamado control automático de ganancia (c.a.g.).

Pequeñas fuentes de luz muy brillantes pueden crear problemas. Sin embargo, los intensificadores de imagen que utilizan placas de microcanal (tipos de la segunda generación) son capaces de aceptar pequeñas fuentes intensas y presentan en estas condiciones una imagen útil.

PRIMERA GENERACION DE INTENSIFICADORES DE IMAGEN

Como se dijo anteriormente, los intensificadores de imagen se pueden dividir en dos grupos, tipos de primera generación y tipos de segunda generación. A continuación se describen los tipos de primera generación.

Intensificadores de imagen de una etapa con enfoque electrostático

En la figura 1 se muestra esquemáticamente un intensificador de imagen de una etapa con enfoque electrostático. La luz procedente del objeto se enfoca sobre la entrada del tubo por medio de un objetivo y se transmite a través de la ventana de fibra óptica sobre el fotocátodo multi-alcalino semitransparente. Se emite la imagen de electrones correspondiente. Entonces, estos electrones se aceleran mediante una tensión superior a 16 kV sobre una pantalla de fósforo aluminizada. Se genera una imagen de fotones intensificada e invertida y ésta es transmitida a través de la ventana de salida para aparecer como una imagen directamente visible en la pantalla de intensificador. El nivel de intensificación de la imagen depende principalmente de la sensibilidad del fotocátodo, de la tensión de aceleración y de la ampliación del tubo. La ganancia de luminancia típica de un intensificador de este tipo varía entre 100 y 2.000, dependiendo de los parámetros mencionados anteriormente. Una ganancia de 2.000 es suficiente para dar una imagen extremadamente brillante de una escena con luz de la luna.

Para escenas iluminadas con luz de las estrellas con niebla, los estudios teóricos muestran que una ganancia de luminancia de 5.000 a 10.000 es suficiente para dar una imagen útil con dispositivos de la primera generación, si el observador está adaptado a la oscuridad y utiliza un sistema óptimo. En realidad, las pruebas y medidas de laboratorio indican que en los dispositivos de la primera generación, la perceptibilidad del contraste de detalle (es decir, la utilidad de la imagen) aumenta con la ganancia hasta unos 60.000. Por encima de 65.000, el aumento de ganancia no contribuye al aumento de información.

Intensificadores de imagen en cascada con enfoque electrostático

Para obtener una ganancia de 50.000 o más, se pueden acoplar en serie intensificadores de una etapa de enfoque electrostático (véase la figura 2). Esto ha sido posible mediante el desarrollo de ventanas de fibra óptica de elevada resolución. Con esta configuración se consiguen ganancias típicas mayores que 50.000.

Las tres etapas del intensificador en serie juntas requieren una MAT de unos 45 kV. Esta tensión se obtiene de un oscilador, encapsulado con el intensificador, que funciona a partir de una fuente de alimentación de c.c. de baja tensión tal como pilas alcalinas. El intensificador de imagen en cascada con oscilador incluido tiene un control automático de brillo característico y bien definido (véase la figura 3) y una rápida respuesta a variaciones repentinas en el brillo de la escena.

Limitaciones de los intensificadores de imagen de primera generación

En cualquier sistema intensificador de imagen, la amplificación total ha de ser suficientemente elevada para asegurar que la relación señal-ruido en la retina del ojo para un detalle de la escena está limitada sólo por las fluctuaciones de los fotones incidentes (o más exactamente, de los fotoelectrones en la primera etapa). Los siguientes enlaces en la cadena que transfiere la información de la imagen no deben reducir esta relación. En particular, la contribución al ruido de las siguientes etapas y la del ojo no deben ser superiores al ruido de los fotones amplificado. Se observó que para satisfacer este requisito en un intensificador de primera generación, la ganancia debe ser por lo menos igual a 50.000. En muchas aplicaciones, por ejemplo observando objetos con ángulos relativamente pequeños, no es posible reducir la amplificación del tubo, y por tanto este nivel de intensificación sólo se puede lograr empleando tres etapas amplificadoras. Esto impone una limitación en los intensificadores de imagen de primera generación, especialmente para el volumen y el peso.

En general, el límite de ganancia de 50.000 no será siempre absolutamente necesario; depende de lo que

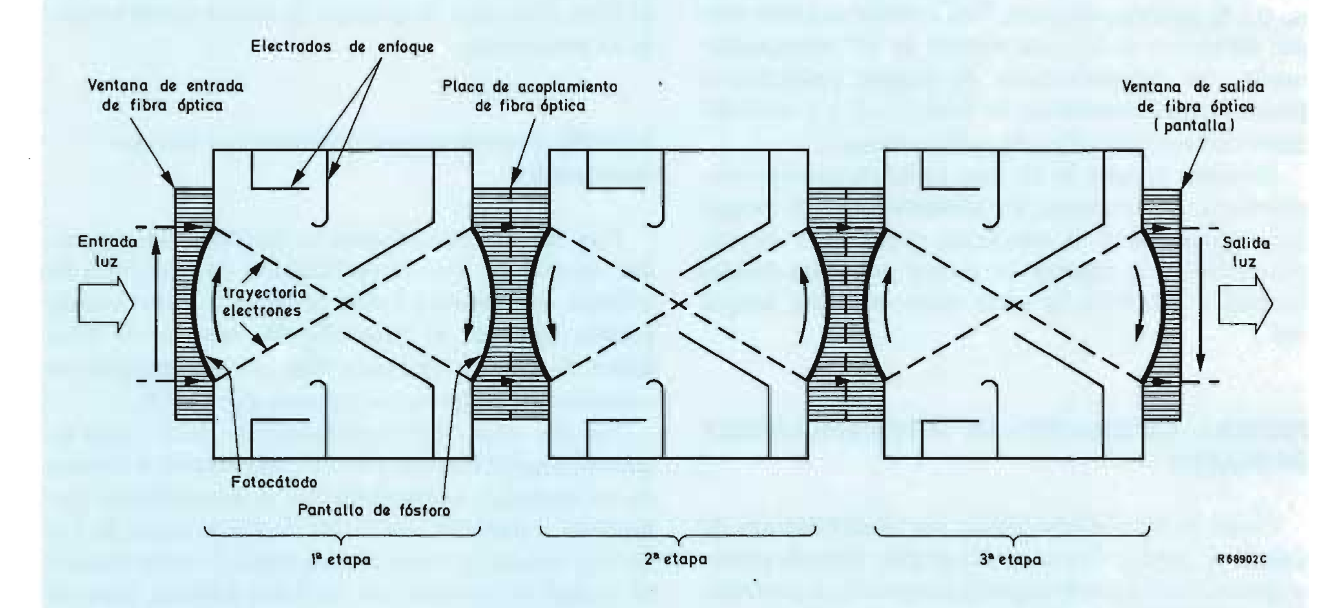


Figura 2. Intensificador de imagen en cascada de enfoque electrostático.

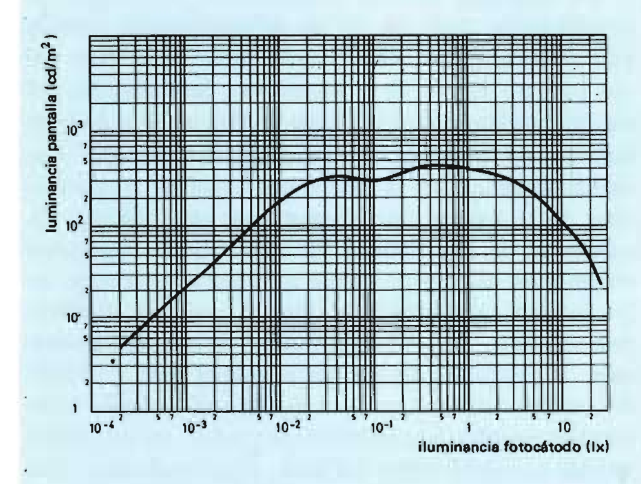


Figura 3. Característica típica de control automático de brillo para intensificador en cascada.

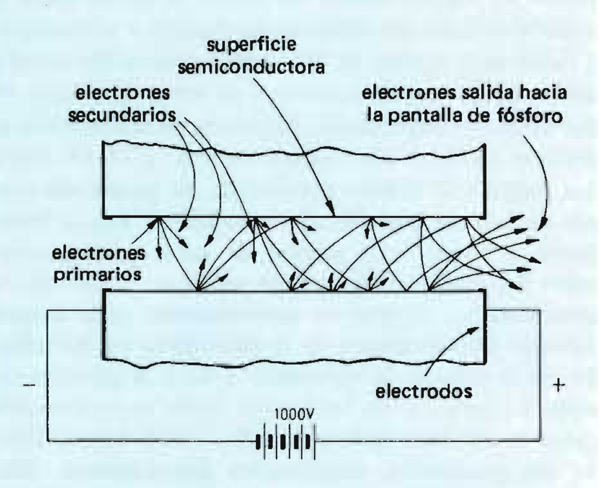


Figura 4. Multiplicación de electrones en un canal de una placa de microcanal.

se quiere observar. Para observar objetos en movimiento, es esencial la resolución del más pequeño detalle, y las investigaciones en el laboratorio y en el campo han demostrado que para esta aplicación es más importante la elevada amplificación de luz que, por ejemplo, en aplicaciones de visión nocturna para conductores de automóvil.

Con un intensificador de tres etapas en serie, la persistencia de las tres pantallas de fósforo en serie puede estropearse si se observan escenas con luces fuertes en movimiento: aparecen rayas brillantes en la imagen. Aunque la persistencia del fósforo tipo P20 es suficientemente corta (unos milisegundos) para un tubo de una sola etapa, en los tubos de varias etapas el brillo permanece visible durante varios segundos como resultado de la amplificación. Existen fósforos con una persistencia mucho más corta, pero no son adecuados debido a que su eficiencia luminosa es pobre. Por tanto, la persistencia de la imagen también es una limitación para los intensificadores de imagen de primera generación.

Ventajas de los intensificadores de imagen de primera generación

En la actualidad, los intensificadores de imagen de tres etapas de primera generación ofrecen las siguientes ventajas sobre los tipos de segunda generación S25:

1) Probado uso y fiabilidad,
2) Mejor alcance para niveles de luz más bajos,
3) Mejor alcance por precio de la unidad.

INTENSIFICADORES DE IMAGEN DE SEGUNDA GENERACION

Las investigaciones llevadas a cabo en los últimos quince años han conducido al desarrollo de tubos intensificadores de imagen en los cuales se utilizan placas de microcanal para la multiplicación de electrones. Estos tubos se denominan intensificadores de imagen de segunda generación. Con estos intensificadores, se eliminan las limitaciones asociadas a los tipos de primera generación; sin embargo, presentan otras desventajas, como se verá más adelante. Antes de estudiar los intensificadores de segunda generación, puede ser útil dar una breve descripción del funcionamiento y características de la placa de microcanal.

Placas de microcanal

Una placa de microcanal es una retícula de pequeños canales multiplicadores de electrones que se puede utilizar para amplificar un haz de electrones que contiene información espacial. Cada canal cilíndrico (véase la figura 4) de la retícula combina la función de la estructura dínodo de un fotomultiplicador convencional con la de la cadena de resistores que distribuye la tensión de alimentación a los dínodos separados.

Cada canal tiene una longitud 40 veces mayor que su diámetro. La superficie interior se ha hecho ligeramente conductora mediante un proceso de reducción, y emitirá electrones secundarios si es bombardeada con electrones primarios que han sido acelerados por un campo eléctrico. La resistencia entre los electrodos depositados a cada lado de la placa de microcanal, la resistencia de placa, es aproximadamente igual a $3 \times 10^8\ \Omega$.

Funcionamiento

Los electrones que entran en el canal chocan con la pared y producen electrones secundarios que son acelerados a lo largo del canal por un campo eléctrico axial aplicado entre los electrodos. La energía transversal de emisión hace que los electrones atraviesen el canal de modo que colisionen de nuevo con la pared del canal y produzcan aún más electrones secundarios. Este proceso se repite varias veces de modo que un gran número de electrones emerge de la salida del canal y es acelerado hacia la pantalla de fósforo.

La ganancia de electrones de un canal depende de la tensión aplicada, de la relación longitud-diámetro del canal, y de las características de emisión secundaria de la pared del canal. Como la ganancia no depende de las dimensiones absolutas del canal, se puede elegir el diámetro de modo que se cumplan los requisitos de resolución sin variar la ganancia.

Las placas de microcanal (véase la figura 5) se fabrican normalmente con una separación entre los centros de los canales de menos de 15 μm. En teoría, es posible reducir aún más esta separación y lograr así una mejor resolución; sin embargo, esta reducción crea problemas de tecnología que hay que resolver.

Propiedades eléctricas

Los requisitos eléctricos de las placas de microcanal dependen principalmente de la especificación del intensificador de imagen. Por una parte la corriente del electrón multiplicada debe ser suficientemente elevada como para producir una imagen brillante en una pantalla luminiscente; por otro lado, una corriente de salida elevada implica una baja resistencia de placa de microcanal, lo cual puede dar lugar a un excesivo consumo de potencia. En la figura 6 se muestra una característica típica de corriente de salida/corriente de entrada para una pla-

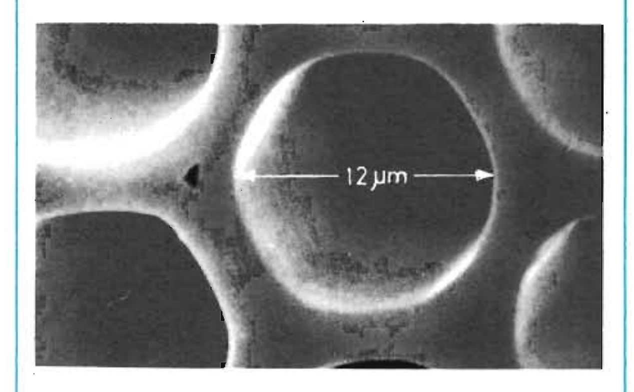


Figura 5. Microfotografía electrónica de una cara grabada de una placa de microcanal.

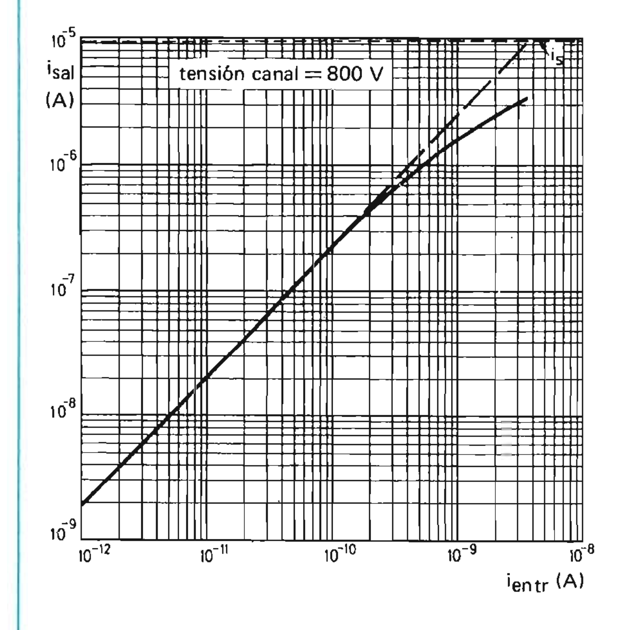


Figura 6. Corriente de salida en función de la corriente de entrada para una placa de microcanal.

ca de microcanal. La relación es aproximadamente lineal hasta que la corriente de salida se aproxima a la corriente estacionaria, es decir la corriente que circula continuamente en las paredes del canal entre los electrodos de entrada y salida. Para una placa de microcanal de resistencia igual a 100 MΩ con 1 kV a través de ella, esta corriente estacionaria es de 10 μA.

La corriente de electrones secundarios no puede ser apreciablemente mayor que la corriente estacionaria ya que la carga eléctrica resultante de las paredes del canal limitaría entonces la emisión secundaria. En la práctica, la linealidad entre la corriente de entrada y la de salida está asegurada si la corriente de salida no es superior al 5-10% de la corriente estacionaria. Sin embargo, si aparece un elevado brillo en una pequeña zona de la placa, tiene lugar una saturación localizada y evita excesivas densidades de corriente localizadas.

La amplificación en una placa de microcanal es función de la tensión aplicada (véase la figura 7). Así, la amplificación puede ser controlada sobre un amplio margen variando la tensión aplicada. La ganancia de un intensificador en serie puede ser controlada de una forma similar variando la tensión del oscilador. Sin embargo, sólo los intensificadores de placa de microcanal funcionan con el control inherente de elevado brillo localizado, como se ha mencionado antes. En un tubo en serie, con una imagen de bajo brillo medio, un punto de elevado brillo producirá destello porque el dispositivo está funcionando localmente con una ganancia muy elevada. Sin embargo, con un intensificador de imagen de placa de microcanal, es posible lograr una completa protección contra excesivos brillos elevados.

Propiedades de ruido

En un sistema intensificador de imagen, la relación señal-ruido en la salida será inferior a la de la entrada. Este deterioro de la calidad de reproducción se puede expresar en términos de un factor de potencia de ruido F; éste es:

$$F = \sigma_{in}^2/\sigma_{out}^2, \qquad \ldots(1)$$

donde σ_{in} y σ_{out} son las relaciones señal-ruido en la entrada y salida respectivamente. La relación señal-ruido σ_{in} en la entrada está determinada por fluctuaciones estadísticas en el número de fotones incidentes, referidas a una determinada superficie y a una unidad de tiempo definida.

El primer deterioro de la relación señal-ruido aparece en el fotocátodo. Si la eficiencia cuántica del fotocátodo es η, entonces:

$$F = F_A/\eta, \qquad \ldots(2)$$

donde F_A es el factor de potencia de ruido de las etapas del amplificador después del fotocátodo. Como regla general, η es algo superior al 10%, incluso en el punto de máxima eficiencia cuántica.

Obsérvese que el factor F_A caracteriza las diferencias importantes entre los tubos intensificadores de imagen de primera y segunda generación. En los tubos de primera generación, los electrones sólo se pierden como resultado de reflexiones en la pantalla luminiscente. De este modo, las propiedades estadísticas de la conversión de electrones acelerados en cuantos de luz tiene poca influencia en la relación señal-ruido. El factor F_A estará entonces entre 1,3 y 1,4, valores que son muy próximos al valor ideal de 1.

Sin embargo, en los tubos de segunda generación (los que incorporan placas de microcanal), la situación es totalmente diferente. En primer lugar no todos los fotoelectrones penetrarán en un canal abierto de la placa de microcanal; un considerable porcentaje de ellos chocarán con la parte cerrada que separa los canales y normalmente se pierde. La zona de superficie abierta de una placa de microcanal es solamente un 65% del área total.

En segundo lugar, no todos los electrones que entran en un canal producirán un impulso. La proporción que falla depende mucho de la emisión secundaria media de la primera colisión y de la distribución estadística alrededor de esta media.

En tercer lugar, hay una diferencia en los valores de los impulsos que salen de la placa de microcanal, cuya distribución es aproximadamente una exponencial negativa con una variancia relativa aproximadamente igual a la unidad. Esta distribución estadística de los impulsos da lugar a un aumento del ruido.

El factor de potencia de ruido de los intensificadores de imagen de segunda generación depende por tanto de:

1) la eficiencia de detección cuántica η del fotocátodo (incluyendo la transmisión de la ventana de entrada) para la luz incidente;
2) la eficiencia de detección D de la placa de microcanal;
3) el coeficiente de emisión secundaria media δ_1 de la primera colisión;
4) la variancia relativa del siguiente proceso de intensificación v_p.

Esto se resume en la ecuación:

$$F = \frac{1}{\eta D} \left(1 + \frac{1}{\delta_1} (1 + v_p) \right) ,$$

$$= \frac{1}{\eta} F_a, \qquad \ldots (3)$$

donde F_a es el factor de potencia de ruido de la placa de microcanal.

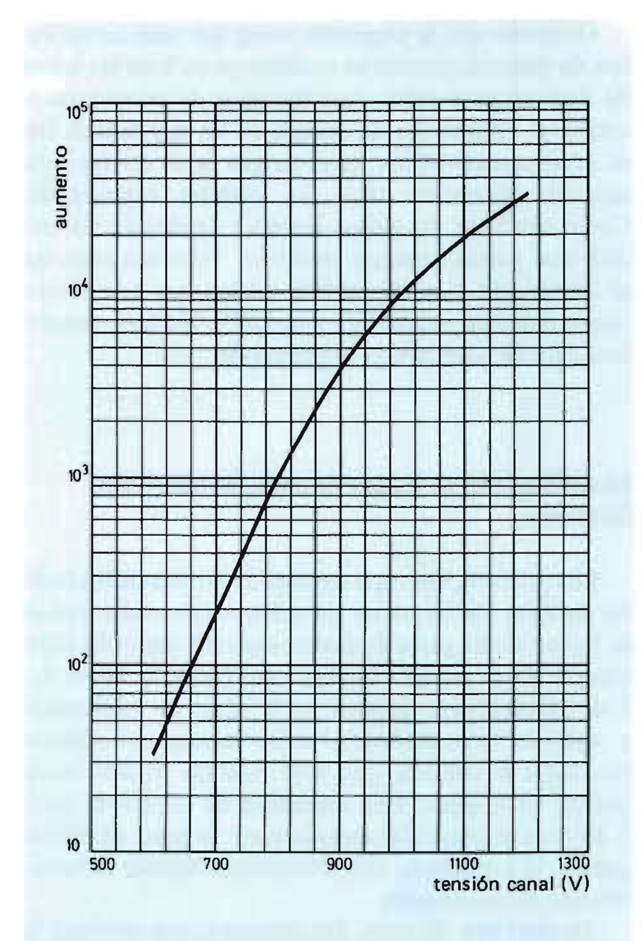


Figura 7. Amplificación en función de la tensión aplicada para una placa de microcanal.

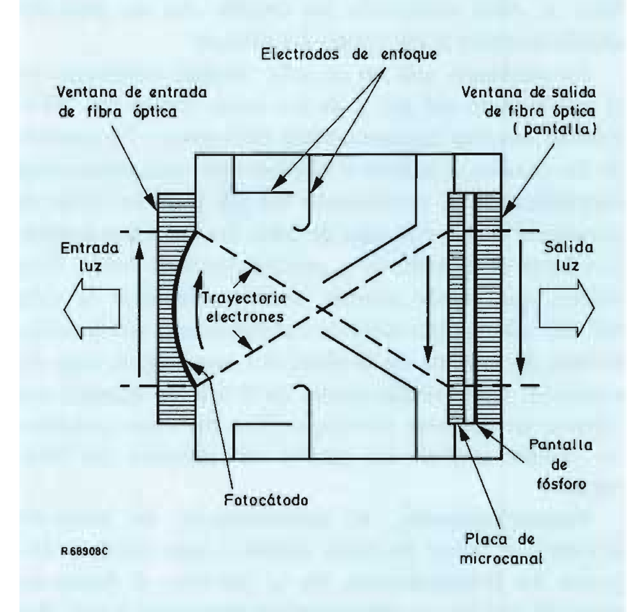


Figura 8. Intensificador de imagen de placa de microcanal inversor.

Obsérvese que la impresión visual del ruido en los tubos de primera generación es diferente de la de los tubos de segunda generación. Para los tipos de primera generación, la distribución de energía de los impulsos de luz es relativamente plana, mientras que la de los tipos de segunda generación tiene un carácter exponencial. Como resultado, los pocos impulsos de elevada intensidad son particularmente molestos. Investigaciones en el laboratorio y en la práctica indican que este efecto puede reducirse mucho, sin percepción efectiva, aumentando moderadamente la amplificación.

Intensificadores de imagen de placas de microcanal inversoras

Los tubos de este tipo derivan de los intensificadores de enfoque electrostático de primera generación (véase la figura 1). La placa de microcanal está montada justo delante de la pantalla luminiscente (véase la figura 8). Los fotoelectrones inciden en la placa de microcanal y, después de multiplicarse en los canales, son acelerados hacia la pantalla que está montada lo más cerca posible de la placa. Una intensidad de campo de unos 5 kV/mm a través del espacio entre la placa de microcanal y la pantalla da una satisfactoria función de transferencia de modulación.

En este tipo de tubo, los electrones que alcanzan la placa paralelos a su eje pasarán a través de los canales sin incidir sobre las paredes del canal, dando lugar a un área de ganancia reducida en el centro de la pantalla. Esto se evita colocando los canales con un pequeño ángulo respecto al eje óptico del sistema.

Un problema que no ha sido resuelto totalmente es el movimiento del gas y de los iones dentro del tubo. Existen muchos impactos entre electrones y las paredes de los canales, e incluso si las placas han sido totalmente desgasificadas, el movimiento del gas y de los iones es considerable. En este tipo de tubo, los iones son acelerados hacia el fotocátodo y pueden producir daños. Este efecto, que puede acortar considerablemente la vida útil del tubo, puede evitarse completamente recubriendo el lado de entrada de la placa con una delgada capa de aluminio. Los fotoelectrones de 5 kV de energía son capaces de penetrar esta capa, pero los iones positivos no pueden salir de los canales en dirección del fotocátodo.

Desgraciadamente, el recubrimiento de aluminio aumenta el factor de ruido debido a que tiende a dispersar los fotoelectrones. En la práctica, el factor de ruido F_a tendrá un valor comprendido entre 3 y 5. Por otro lado, la capa de aluminio tiene la ventaja de que evita que los fotoelectrones que son reflejados del área cerrada entre los canales entren en un canal en otro lugar, lo cual daría lugar a una pérdida de contraste; entonces la función de transferencia de modulación para bajas frecuencias se conserva. Así, las características principales de los intensificadores de imagen de placa de microcanal inversores son su buena esperanza de vida y buen contraste de imagen, particularmente a bajas frecuencias.

Normalmente, las lentes opto-electrónicas de los intensificadores de este tipo están diseñadas para lograr un aumento de la imagen igual a la unidad entre entrada y salida. Sin embargo, para satisfacer ciertos requisitos operacionales, se han desarrollado intensificadores de imagen de aumento y de reducción. La figura 9 muestra un tubo de aumento recientemente desarrollado en el cual se han tomado medidas para evitar algunas de las limitaciones estudiadas antes. En la figura 9 se representa esquemáticamente sólo su configuración de electrodos; su funcionamiento es el siguiente.

En el dispositivo que se muestra, uno de los primeros requisitos fue minimizar la influencia del diámetro finito del microcanal en la función de transferencia de modulación del dispositivo completo para visión nocturna. El dispositivo completo necesitaba dar cinco aumentos; por ello era ventajoso diseñarlo de modo que parte del aumento se efectuara dentro del tubo de imagen. De esta forma, se usaron más canales para un determinado ángulo de imagen de los que serían necesarios en el caso de un tubo con un aumento igual a 1 o menos. Además, se puede reducir el aumento del ocular, lo cual a su vez reduce el tamaño de los centelleos resultantes de los impulsos individuales.

Se ha probado también que es posible diseñar la configuración opto-electrónica de modo que los iones positivos producidos en la placa de microcanal no puedan llegar al fotocátodo. Así se podría eliminar la capa de aluminio de la placa de microcanal, lo cual permite que la energía del electrón primario se reduzca a 1 kV, mejorando de este modo la emisión secundaria. Al mismo tiempo, la distorsión de imagen se redujo al 2%. En este tubo, los electrones secundarios producidos en el área cerrada entre los canales no son capturados de nuevo, como en el caso del tubo de doble proximidad, sino que son recogidos por el ánodo polarizado positivamente. Así se evita la reducción del contraste de bajas frecuencias.

El factor de ruido F_A del tubo que se muestra en la figura 9 varía de 2,8 a 3,0 y, por lo tanto, toma valores comprendidos entre los del tipo inversor de primera generación y los del tipo inversor de segunda generación. El tubo está bien protegido contra efectos adversos de brillos elevados. Esto se ha logrado eligiendo la fuente de alimentación de modo que la tensión de cátodo sea superior a la tensión de entrada de la placa de microcanal tan pronto como la corriente de cátodo se hace excesiva.

Intensificadores de imagen de placa de microcanal de doble proximidad

En el tubo de doble proximidad, la placa de microcanal está montada muy próxima al fotocátodo, a una distancia de algunas décimas de milímetro. Con una tensión de unos 100 V entre los electrodos separados 0,2 mm, el enfoque será suficiente para una buena reproducción. De esta forma se obtiene un tubo intensificador de imagen plano, de pequeño tamaño y de poco peso (figura 10). Sin embargo, la fabricación de este tipo de tubo es algo difícil ya que el fotocátodo no puede estar depositado dentro del tubo como normalmente y hay que recurrir a costosas técnicas de vacío.

En este tipo de tubo, los electrones secundarios que se liberan cuando los fotoelectrones inciden en el área cerrada entre canales son forzados a volver mediante el campo eléctrico. Entonces pueden entrar en canales adyacentes y contribuir al proceso de multiplicación. Esto influye favorablemente en el factor de ruido F_A del tubo (valores de 2,0 a 2,2 son típicos) pero puede conducir a un aumento de la borrosidad.

Actualmente, la vida útil de estos tubos es relativamente corta debido a que los iones de gas liberados por la placa de microcanal pueden dirigirse directamente al fotocátodo. Esto no se puede evitar cubriendo el lado de entrada de la placa con una capa delgada de aluminio ya que ésta formaría una barrera para los fotoelectrones de baja energía. Recientemente se han realizado algunos intentos para resolver este problema; por ejemplo, mediante la aplicación de una película muy delgada de óxido de aluminio, o mediante el uso de canales curvados. Estas dos medidas reducen la corriente de iones hacia el fotocátodo sin disminuir indebidamente el rendimiento. Los tubos de doble proximidad se utilizan principalmente en aplicaciones en las que un pequeño tamaño y peso son de gran importancia, por ejemplo en anteojos de visión nocturna.

CARACTERISTICAS DE LOS INTENSIFICADORES DE IMAGEN Y SU MEDIDA

A continuación se describen las principales características de los tubos intensificadores de imagen. En el próximo apartado se estudiarán la resolución y la función de transferencia de modulación.

Sensibilidad de fotocátodo

Las propiedades del fotocátodo se describen en términos de su respuesta espectral y sensibilidad. La sensibilidad se puede expresar de dos formas: sensibilidad

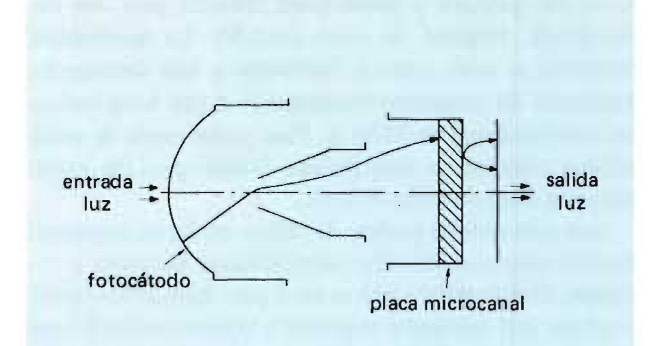


Figura 9. Intensificador de imagen de placa de microcanal amplificador.

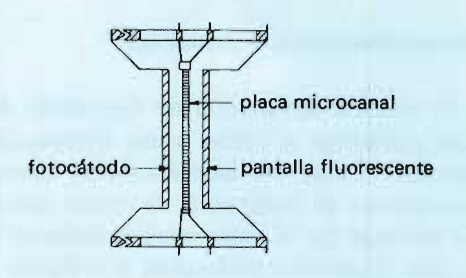


Figura 10. Intensificador de imagen de placa de microcanal de doble proximidad.

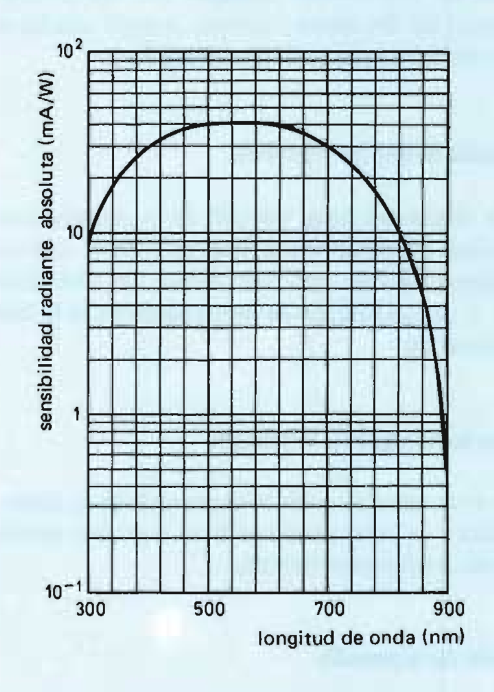


Figura 11. Respuesta espectral típica del fotocátodo S25.

luminosa (μA/lm) y sensibilidad radiante para una determinada longitud de onda (mA/W). La sensibilidad luminosa se mide con un fotómetro y una lámpara de filamento de tungsteno funcionando a una temperatura de color nominal de 2856 K. Para poder medir la sensibilidad radiante, la lámpara está filtrada para dar longitudes de onda de 800 y 850 nm.

Las aplicaciones pasivas de visión nocturna requieren fotocátodos con elevadas sensibilidades luminosa y radiante. El fotocátodo S25 es ideal para estas aplicaciones y ofrece una excelente respuesta a la iluminación de una noche estrellada (S25 es una denominación reconocida internacionalmente para un determinado tipo de fotocátodo). En la figura 11 se da la respuesta espectral típica del fotocátodo S25.

Máxima iluminación de fotocátodo

La máxima iluminación de fotocátodo dada en los datos publicados se refiere a una iluminación continua uniforme. Todos los intensificadores tolerarán salvas intermitentes de iluminancia de cátodo que son mucho más elevadas que el valor máximo nominal. Sin embargo, una exposición prolongada a cualquier fuente de iluminación brillante acortará la vida del tubo. La mayor parte de intensificadores incorporan controles automáticos de brillo o ganancia (c.a.b. ó c.a.g.). Estos reducen la luminancia de la pantalla pero no reducen la corriente de fotocátodo. Siempre que sea posible la iluminancia del fotocátodo debería cumplir con las condiciones de funcionamiento recomendadas.

Luminancia media de la pantalla

Es la intensidad luminosa (cd) de la pantalla promediada sobre una determinada área (m^2). Se da solamente para intensificadores con una fuente de alimentación incluida y es una función de las propiedades de la fuente de alimentación.

Relación luminancia de la pantalla

Esta es la relación entre la luminancia en el centro de la pantalla y la luminancia media en cualquier punto en un círculo concéntrico definido.

Emitancia de la pantalla

En la mayoría de las aplicaciones de los intensificadores de imagen, la pantalla es observada directamente, y por tanto la emisión espectral del fósforo de la pantalla debe ser lo más próxima posible a la respuesta espectral del ojo. Un fósforo de este tipo es el P20 amarillo/verde cuya emitancia espectral típica se muestra en la figura 12.

El tiempo de caída o persistencia de los fósforos utilizados en tubos intensificadores varía con el nivel de excitación de los electrones que inciden. Se define como el tiempo en que la luminancia de la pantalla tarda en caer al 36% de su valor de pico inicial después de eliminar la excitación, y normalmente está comprendido entre 0,5 y 5 ms. En los intensificadores de imagen en serie hay tres fósforos en serie; por lo tanto, la persistencia del fósforo de salida aparecerá evidentemente mucho más larga que la de un sólo fósforo.

Ganancia

La ganancia de un tubo de imagen se puede definir como:

$$G = \pi L_o / E_i, \qquad \ldots (4)$$

donde L_0 es la luminancia (cd/m^2) en una dirección perpendicular a la pantalla, medida con un fotómetro corregido al ojo, y E_i es la iluminancia uniforme (lx) que incide en el área completa del fotocátodo. La iluminancia es producida por una lámpara de tungsteno con una temperatura de color nominal de 2856 K.

La ganancia es adimensional. Se puede expresar como la luminancia de salida dividida por la iluminancia de entrada; es decir, nits/lx. El valor resultante es π veces más pequeño que el valor adimensional.

Aumento y distorsión

Todos estos intensificadores de imagen son de enfoque electrostático. El diseño opto-electrónico determina parámetros tales como aumento y distorsión e influye en la resolución, alineación de la imagen y ganancia.

En tubos inversores, las lentes electrónicas normalmente introducen una pequeña cantidad de distorsión en la imagen. Esto es debido a la variación del aumento a lo largo del diámetro del dispositivo y normalmente se ve como un efecto de acerico (véase la figura 13). En los tubos de doble proximidad, el aumento siempre es igual a la unidad y la distorsión igual a cero.

El aumento normalmente se mide en dos puntos. El aumento en el centro se halla midiendo en la pantalla el diámetro ϕ_s de un círculo concéntrico de diámetro ϕ_d, pequeño comparado con el diámetro total del fotocátodo, proyectado en el fotocátodo. El aumento en el

centro, M_d, es por lo tanto:

$$M_d = \phi_s/\phi_d. \quad \ldots (5)$$

De forma similar, el aumento en el borde se mide para un círculo de diámetro ϕ_D (normalmente un 80% del diámetro total de cátodo) en el fotocátodo. Este presentará en la pantalla un círculo de diámetro ϕ_E. El aumento en el borde, M_D, es por tanto:

$$M_D = \phi_E/\phi_D. \quad \ldots (6)$$

Debido a la dificultad de medir las pequeñas diferencias en el diámetro ϕ_s, pueden haber variaciones importantes en el valor de M_d a menos que se tomen ciertas precauciones.

La distorsión en los intensificadores de imagen se expresa como:

$$\% \text{distorsión} = \left(\frac{M_D}{M_d} - 1 \right) \times 100. \quad \ldots (7)$$

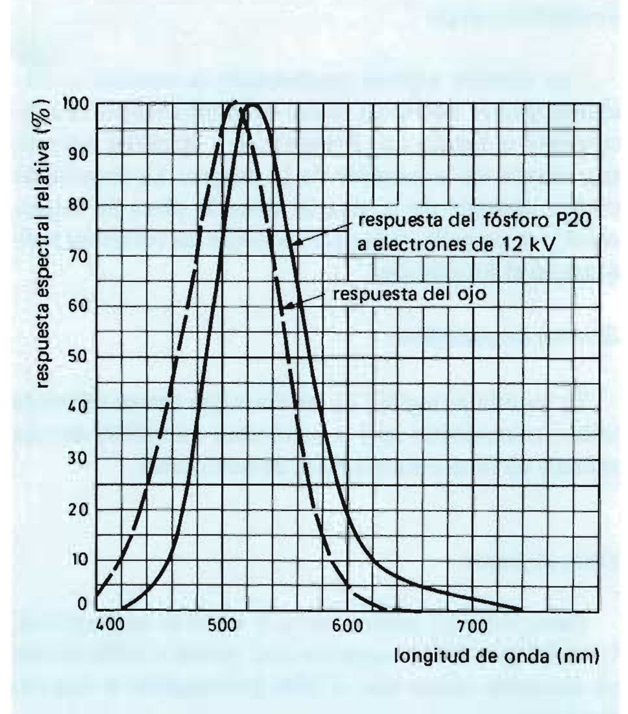


Figura 12. Emitancia espectral típica del fósforo P20 y respuesta espectral del ojo adaptado a la oscuridad.

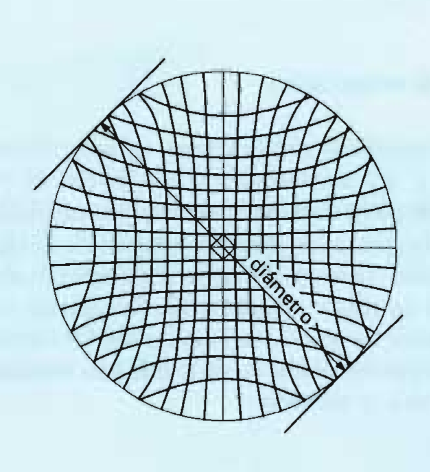


Figura 13. Efecto de acerico.

Alineación de la imagen

Los ejes geométrico y óptico del intensificador pueden no coincidir. La alineación de la imagen es una medida de ello. Se define como la distancia en la pantalla entre el eje geométrico y la imagen de un punto en el centro geométrico del fotocátodo.

Ruido de fondo

El ruido se expresa en términos de iluminancia de fondo equivalente, denominada también entrada de fondo equivalente, que es la iluminancia de entrada requerida para dar un aumento de brillo en la pantalla equivalente al brillo de fondo. Con la tensión de alimentación aplicada y sin iluminación incidente de entrada en el fotocátodo, la pantalla tendrá un brillo finito de fondo, que puede ser producido por uno o más de los siguientes efectos.

Emisión termoiónica del fotocátodo

Esta depende de la temperatura del cátodo.

Centelleos de electrones

Estos se observan normalmente sólo en tubos de elevada ganancia por un observador adaptado a la oscuridad utilizando una lupa y sin iluminación de fotocáto-

do. Se observan como puntos brillantes cuyo brillo y posición varían con el tiempo, y son producidos por electrones individuales emitidos por el fotocátodo. Los puntos aparecen como un campo de centelleo uniforme en toda la pantalla y son demasiado numerosos para poder contarlos. Ellos constituyen la mayor parte del brillo de fondo cuando el fotocátodo no está iluminado.

Centelleos de iones

Estos son puntos muy brillantes cuyo brillo y posición varían con el tiempo, pero que sólo se observan cerca del centro de la pantalla. Son más brillantes que los centelleos de electrones. Se pueden ver directamente sin lupa (dependiendo de la ganancia del tubo que se observa) pero se ven mejor con lupa. Son producidos por la emisión de varios electrones del fotocátodo como resultado del impacto de un ión. La densidad de los centelleos de iones normalmente es mucho menor que la de centelleos de electrones. Los puntos de iones se observan mejor con una iluminación incidente en todas las zonas del fotocátodo excepto para la zona central. Entonces, los puntos son visibles sobre un fondo oscuro.

Fosforecencia de la pantalla a largo plazo

Esta puede ser debida a un funcionamiento previo del tubo o a una exposición previa de la pantalla a elevados niveles de iluminación de una distribución espectral que puede excitar fosforecencia. Por lo tanto, se recomienda que los tubos de imagen se guarden en la oscuridad.

Calidad de la imagen

A continuación se dan los principales defectos que afectan a la calidad de la imagen de intensificadores de imagen. Los tres primeros sólo se presentan en los tipos de segunda generación.

Contorno límite de multifibra a multifibra

Es el contorno formado por los límites de las multifibras utilizadas en la construcción de la placa de microcanal.

Canales "conectados"

Estos hacen aparecer en la pantalla pequeños puntos de luz. Los puntos son fijos y su brillo puede depender de la ganancia del tubo (es decir, de la tensión aplicada a la placa de microcanal).

Emisión de campo

Una emisión espúrea (excluyendo la emisión termoiónica) que es visible en forma de puntos brillantes estacionarios o figuras que desaparecen y aparecen intermitentemente en la pantalla de la imagen. La emisión de campo depende de la tensión entre la placa de microcanal y la pantalla, y se observa mejor sin radiación incidente en el fotocátodo.

Sombra de multifibra

Es un dibujo regular de las áreas que tienen diferente brillo, coincidentes con la estructura multifibra de una ventana de fibra óptica o placa de microcanal.

Otros defectos

Estos incluyen puntos, rayas y faltas de uniformidad. Un defecto se define como un área oscura o brillante con un contraste mayor que el 30% con respecto al área circundante.

La calidad de la imagen de todos los intensificadores de imagen se determina utilizando una lupa de aproximadamente 5 aumentos. Obsérvese que, debido a las características de transferencia de los sistemas de TV típicos, hay una diferencia apreciable en la apariencia subjetiva de una pantalla de tubo de imagen observada directamente comparada con la que se observa a través de un sistema de TV.

Tiempo de recuperación

Los intensificadores de imagen en serie con oscilador incluido y los intensificadores de imagen de placa de microcanal están diseñados para recuperarse rápidamente después de fuertes cambios de iluminancia. El tiempo de recuperación dado en los datos publicados es el tiempo que tarda en volver a aparecer una imagen útil en la pantalla después de que la iluminancia del fotocátodo cambie rápidamente desde el valor máximo nominal hasta cerca de cero, y viceversa.

Pruebas ambientales

Los requisitos ambientales incluidos en la tabla de especificaciones se determinan de acuerdo con la aplicación a la que el dispositivo se destina. La mayoría de los

intensificadores de imagen tienen que pasar algunas pruebas ambientales. Estas pruebas son:

1) pruebas de almacenamiento a elevada y a baja temperatura, de funcionamiento y de choque térmico;
2) pruebas de humedad;
3) pruebas de vibración y choque mecánico.

RESOLUCION Y FUNCION DE TRANSFERENCIA DE MODULACION

Una importante característica de cualquier dispositivo de imagen es su capacidad para presentar información sin degradar la imagen. La resolución y la función de transferencia de modulación indican el grado de degradación de la imagen.

Resolución

Los valores de resolución dados en los datos publicados se refieren al fotocátodo y se aplican para una trama de barras (usualmente barras negras en un fondo blanco con una relación marca/espacio de 1:1 y un contraste próximo al 100%). La trama de resolución se reproduce en el fotocátodo utilizando un sistema de proyección de elevada calidad, y la pantalla se observa utilizando un microscopio de por lo menos 10 aumentos. Normalmente se dan dos valores, la resolución del centro y la resolución a una distancia $\phi_D/2$ del centro; esta última se denomina resolución del borde.

La especificación de la resolución límite es una práctica que ha sido adoptada del mundo fotográfico. Un parámetro más apropiado para cualquier sistema óptico es la función de transferencia de modulación.

Función de transferencia de modulación

Los tubos intensificadores de imagen se utilizan junto con componentes ópticos tales como lentes para formar un sistema completo. Como tanto la entrada como la salida de un intensificador de imagen tienen la forma de una imagen óptica, el tubo completo puede ser considerado como otro componente óptico. Por tanto, la calidad de la imagen se puede describir en términos que sean compatibles con los utilizados para describir las lentes. En los últimos años, la función de transferencia de modulación se ha considerado como una de las formas más importantes para describir la calidad de la imagen.

Si se proyecta una trama de barras cuya intensidad varía sinusoidalmente en la entrada de un sistema óptico que satisface las condiciones de la transformada de Fourier (es decir, un sistema en el cual la salida de luz está relacionada linealmente con la entrada de luz, y donde las propiedades de la imagen no varían de un punto a otro), la imagen en la salida será también una trama de barras sinusoidal pero con menor contraste (modulación). La función de transferencia de modulación indica como varía la relación de modulación al variar la frecuencia espacial (véase por ejemplo la figura 14). La mayor parte de las técnicas para medir esta relación están basadas en uno de los dos métodos básicos.

El primero evidentemente consiste en proyectar cierto número de tramas de barras sinusoidales de modulación conocida en el fotocátodo de entrada, y medir después la modulación en la pantalla de salida. El segundo método consiste en utilizar un objeto en la entrada, que contiene todas las frecuencias espaciales de interés; un objeto de este tipo es un punto pequeño o, más usualmente, una línea delgada. Se mide la distribución de la intensidad en la imagen de salida y se calcula la función de transferencia de modulación mediante la transformación de Fourier.

El primero de estos métodos, aunque aparentemente sencillo, puede ser muy laborioso si han de hacerse medidas separadas para cada una del gran número de frecuencias espaciales. Las tramas de barras sinusoidales también son difíciles de producir, aunque se pueden utilizar tramas de onda cuadrada y filtrar la componente senoidal fundamental, o se puede convertir la función de transferencia de onda cuadrada completa a una función de transferencia senoidal. El segundo método hace que el contraste para todas las frecuencias espaciales se obtenga a partir de un solo conjunto de medidas, pero se necesita utilizar un computador para obtener la función de transferencia de modulación.

Independientemente de las técnicas particulares empleadas, hay que tener en cuenta los siguientes requisitos generales. Primero, debido al tiempo finito de caída de la pantalla de fósforo, la medida de la función de transferencia de modulación debe hacerse con una trama de prueba que normalmente no cambie con el tiempo. Estas reglas eliminan aquellas técnicas en las que la trama de barras se mueve continuamente en una dirección perpendicular a las líneas para producir una señal modulada con el tiempo, permitiendo así filtrar electrónicamente la onda cuadrada.

El segundo requisito implica el principio de saturación, que puede conducir a serios errores como juicio visual. El método preferido consiste en utilizar un atenuador óptico calibrado como fuente de luz, junto con la señal de salida, para medir la curva de característica de ganancia del tubo y determinar así dónde se produce la no linealidad.

Hay que promediar la medida a lo largo de una hendidura o barra para reducir las variaciones locales; al mis-

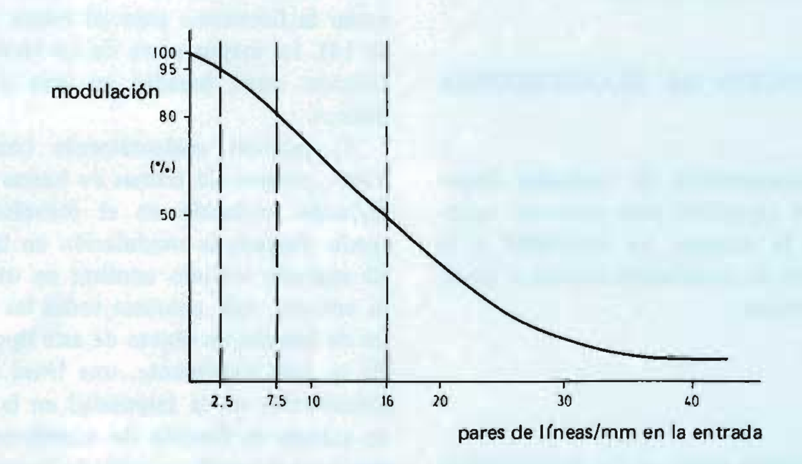


Figura 14. Curva típica de la función de transferencia de modulación.

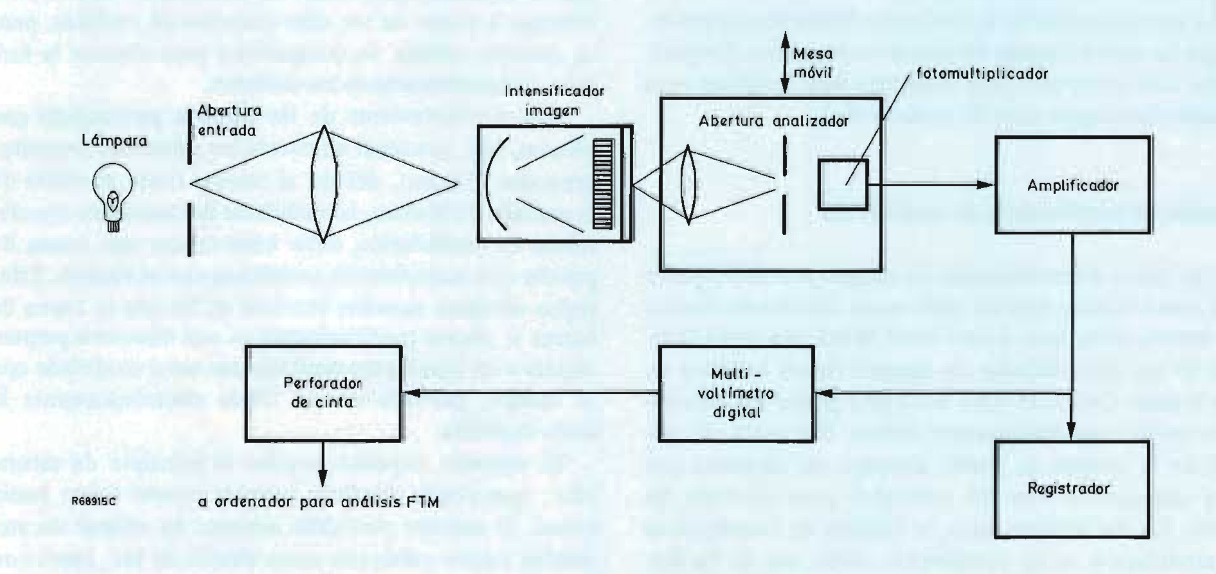


Figura 15. Microfotómetro de exploración para medidas de la función de dispersión.

mo tiempo esto también proporciona una mejor relación señal-ruido que la de barras o hendiduras cortas. Sin embargo, la hendidura de exploración o apertura de análisis no debe ser tan larga como para que la función de transferencia de modulación varíe significativamente a lo largo de su longitud o, para medidas fuera del eje, que cubra una imagen que está apreciablemente curvada debido a la distorsión en la óptica electrónica.

Una técnica simple consiste en utilizar un microfotómetro de exploración para medir el perfil de la función de dispersión de línea o el contraste de la imagen de una trama de barras. Esta es una pieza versátil del equipo que consta de un objetivo de microscopio, hendidura y fotomultiplicador, todo montado en un soporte deslizante movido mediante un motor síncrono, como muestra la figura 15. La salida, después de amplificada, se puede llevar a un registrador de pluma o a un voltímetro digital y a un perforador de cinta. Con las medidas de la función de dispersión de línea, los datos registrados se utilizan a continuación para computar la función de transferencia de modulación en un computador digital. Hay que tener cuidado de explorar suficientemente lejos a cada lado del pico central, de otro modo los resultados para bajas frecuencias espaciales serán demasiado elevados. Es preferible la salida del voltímetro digital puesto que cubre un margen de cuatro décadas, comparada con las dos décadas que pueden leerse de forma fiable con el registrador a pluma.

Contraste de baja frecuencia (borrosidad)

En cualquier dispositivo óptico, una parte de la luz se dispersará fuera de la imagen geométrica, dando incluso aberraciones en el proceso de formación de imágenes. En las lentes, esta borrosidad es producida a menudo por rayas de las superficies de la lente, reflexiones múltiples entre las superficies y la dispersión de la montura. Con algunos tubos de imagen se presentan fenómenos de dispersión. Parte de la luz que es transmitida a través del fotocátodo puede dispersarse volviendo al fotocátodo. Parte de la luz del fósforo de salida puede reflejarse en la superficie exterior de la ventana volviendo al fósforo. En los tubos con placas de microcanal, parte de la luz también puede ser emitida desde la parte posterior de la pantalla de fósforo y entonces puede ser reflejada por la placa de microcanal a la pantalla de fósforo a corta distancia. De forma similar, se pueden dispersar electrones del fósforo y, debido al elevado campo eléctrico, volver a la pantalla y excitar el fósforo en algún otro punto. Todos estos procesos se suman y aparecen como un fondo general que reduce el contraste. Puede aparecer en la medida de la función de transferencia de modulación como una caída rápida para bajas frecuencias espaciales. Dado que el valor de caída depende del área del fotocátodo que está iluminado, y del tamaño de la abertura de análisis, usualmente es posible separar la medida de la función de transferencia de modulación de la medida de la borrosidad.

Se puede medir la borrosidad de diversas formas. Un método que simula una imagen media es la medida de la caída de contraste en la imagen de una trama ancha de barras que cubre totalmente el fotocátodo. Las frecuencias espaciales de las tramas de barras utilizadas está dentro del margen de 0,1 a 1 pares de líneas/mm. Con muchos intensificadores de imagen de placa de microcanal, la relación de contraste medida es del 85 al 90%. Esto significa que aproximadamente de un 10 a un 15% de la luz de cualquier parte de la imagen es dispersada a otras partes.

Medidas de la función de transferencia de modulación en dispositivos de segunda generación

A niveles elevados de luz, los intensificadores de imagen de segunda generación tienen características no lineales. Por esta razón, es necesario medir la función de transferencia de modulación de estos dispositivos para bajos niveles de luz. (La linealidad de un dispositivo para un bajo nivel de luz elegido debe comprobarse midiendo primero la función de transferencia de modulación en función del brillo de la señal de prueba.)

La baja radiancia de entrada da lugar a una baja relación señal-ruido para la imagen que se analiza y por tanto hay que tomar las debidas precauciones para reducir errores en las medidas que resultan para elevado nivel de ruido. (El tiempo de integración del instrumento de medida debe ser suficientemente largo.)

Al medir la función de transferencia de modulación, se debe tener en cuenta el efecto de borrosidad. Este se muestra como una caída en la función de transferencia de modulación medida para bajas frecuencias espaciales. Para medir la verdadera función de transferencia de modulación es necesario analizar la pantalla de salida completa.

EMPLEO DE LOS INTENSIFICADORES DE IMAGEN

En este apartado se da información general sobre el uso práctico de intensificadores de imagen.

Fuentes de alimentación

Los intensificadores de imagen normalmente se adquieren completos con una fuente de alimentación incluida que les permite funcionar directamente a partir

de una batería de c.c. Para algunas aplicaciones especializadas, es necesario que el usuario diseñe una fuente de alimentación que cumpla los requisitos particulares.

También es necesario que el usuario diseñe la fuente de alimentación si intenta acoplar mediante fibra óptica el intensificador de imagen a un tubo de cámara de televisión con la placa anterior de fibra óptica. Esto es debido a que los intensificadores de imagen normalmente trabajan con un elevado potencial en la ventana de la pantalla. Al diseñar la fuente de alimentación se debe tener cuidado de evitar los transitorios de conmutación y la interferencia de los osciladores.

Tensión de alimentación

Las tensiones de alimentación requeridas para el funcionamiento de intensificadores de imagen se dan en los datos publicados. No se deben exceder los valores máximos absolutos bajo ninguna circunstancia. Se deben tomar precauciones para proteger los dispositivos contra los transitorios de conmutación. Los intensificadores de imagen que llevan incorporadas las fuentes de alimentación no sólo no funcionarán, sino que se dañarán, si se invierte la tensión de alimentación.

En funcionamiento normal, hay que conectar uno de los terminales de la alimentación al chasis del equipo. El fotocátodo y la pantalla normalmente funcionan con potenciales elevados con respecto al chasis. Por ejemplo, en dispositivos de una etapa, la tensión entre las ventanas de entrada y salida es de unos 15 kV; en los tipos en serie, la pantalla está a 45 kV y el fotocátodo a 0 V; y en los tipos de placa de microcanal, la pantalla y el fotocátodo se mantienen a potenciales opuestos de unos 6 kV con respecto a la entrada de la placa de microcanal.

Los intensificadores no encapsulados hacen que se manejen potenciales de c.c. elevados y por tanto hay que tomar precauciones.

Otras consideraciones eléctricas

Se recomienda que los intensificadores de imagen estén colocados en cajas conductoras de metal no magnético. El chasis del equipo completo debe conectarse a uno de los terminales de la fuente de alimentación, y ninguna parte conductora de la caja debe estar a menos de 5 mm de la ventana de fibra óptica. Como el funcionamiento de estos intensificadores de imagen es muy sensible a la descarga en corona, se deben tomar medidas protectoras adecuadas cuando sea necesario.

Para aumentar la vida de la batería, es aconsejable minimizar las longitudes de los terminales de conexión, de otro modo se presentarán pérdidas capacitivas. En intensificadores de imagen de placa de microcanal, hay que conectar un condensador de 10 μF en paralelo con el dispositivo.

Intensificadores de imagen en serie

En uso normal, el anillo de contacto del cátodo de un intensificador de imagen en serie se conecta al chasis del equipo. El conector de entrada puede permanecer a un potencial de c.c. de varios kilovoltios, incluso después de desconectar la alimentación. Se recomienda que éste esté descargado con respecto al anillo de contacto del cátodo.

Las caras anteriores de fibra óptica de intensificadores de imagen con oscilador y de intensificadores de imagen de placa de microcanal también permanecen a un potencial de c.c. de algunos kilovoltios después de desconectados. Bajo ninguna circunstancia se deben conectar las placas anteriores de estos tubos a los terminales de la alimentación de entrada, ya que de otro modo se pueden producir daños irreparables.

Manejo

Los intensificadores de imagen son tubos electrónicos y como consecuencia son frágiles. No deben estar sujetos a tensiones o presiones mecánicas indebidas. Todos los intensificadores están diseñados con superficies de soporte alrededor del fotocátodo y de las ventanas de la pantalla. Es esencial que no se apliquen fuerzas de apoyo a otras partes del dispositivo. La máxima fuerza de apoyo es generalmente 100 newtons (10 kg de fuerza), aplicada a lo largo del eje del dispositivo. Los intensificadores de imagen que están encapsulados con fuentes de alimentación, están normalmente diseñados para resistir los choques y las vibraciones del retroceso del rifle y del movimiento del vehículo. Antes de someter al dispositivo a cualquier condición de fuerza debe consultarse al fabricante.

Siempre que sea posible, todos los intensificadores de imagen deben adquirirse y utilizarse encapsulados en un compuesto de goma de silicona. Para muy pocas aplicaciones es necesario adquirir los dispositivos sin encapsular. Estos deben ser tratados con el mayor cuidado y bajo ninguna circunstancia deben ser sometidos a choques o vibraciones hasta que estén adecuadamente encapsulados.

Para realizar las conexiones eléctricas a los electrodos de un intensificador, las superficies deben limpiarse totalmente con una lija fina y las conexiones deben realizarse utilizando cemento epoxy conductor. También es importante que todas las superficies del vidrio se mantengan limpias. ■

Tansmisión de datos: tercera parte

Es la tercera parte del artículo y en ella se explican los acoplamientos de comunicación, procesadores y configuraciones de enlace de datos.

Las dos primeras partes se publicaron en Revista Miniwatt, volumen 18, N° 4 y N° 7.

ACOPLAMIENTOS DE SECUENCIAS BINARIAS

Hay que proporcionar un medio para convertir los datos en paralelo procedentes de un ordenador o de un terminal en una secuencia de bits en serie en un extremo del canal de comunicación y para reunir los bits en serie recibidos en caracteres de datos en paralelo en el otro extremo del canal. La comunicación en serie minimiza el número de canales, lo que reduce los costes y elimina los problemas de sincronización de datos asociados con la recepción de datos en paralelo.

Circuito transmisor/receptor

Un procesador puede llevar a cabo la función de formación de la serie de bits (transmisión) y la reconversión (recepción), así como la generación y detección de paridad (si ésta existe) en el software. Sin embargo, es mucho más efectivo realizar estas funciones en el hardware mediante un circuito transmisor/receptor tal como el PCI 2651. De esta forma, el procesador está libre para realizar cualquier otro trabajo durante la transmisión y recepción de caracteres. En el caso de elevadas velocidades de transmisión, es esencial el empleo de un circuito transmisor/receptor.

Básicamente, el bloque de transmisión de un chip transmisor/receptor consta de líneas de entrada de datos en paralelo, de un registro de almacenamiento temporal para cargar los datos que hay que transmitir, de un registro de desplazamiento para convertir los datos en paralelo que hay que transmitir en datos en serie, y de la lógica de control y temporización. Esto se ilustra en la figura 6a.

Las entradas de control se emplean típicamente para cargar los datos de entrada en el registro de almacenamiento temporal, para proporcionar la paridad, y para elegir paridad par/impar, longitud del caracter, velocidad de bauds y el número de bits de final de caracter para comunicación asíncrona. Generalmente, el transmisor dispone de salidas de estado que indican las condiciones de vacío del registro de desplazamiento y del de almacenamiento temporal.

El bloque receptor como el que se muestra en la figura 6b tiene los siguientes componentes:

1. Un registro de desplazamiento que convierte la serie de datos que se reciben en caracteres en paralelo.
2. Un registro de almacenamiento temporal para separar el caracter completo antes de que sea leído por el procesador.
3. Entradas de control para:
   (a) poner en funcionamiento el procesador,
   (b) leer el registro de almacenamiento temporal,
   (c) proporcionar la paridad,
   (d) elegir el modo de funcionamiento (paridad par/impar, longitud del carácter, velocidad de bauds y número de bits de final de carácter).
4. Salidas de estado o bits de registro para:
   (a) disponer de los datos,
   (b) indicar error en la paridad,
   (c) indicar error en la estructura del carácter. (El error en la estructura del carácter viene indicado por la ausencia de un bit de fin de carácter en el modo

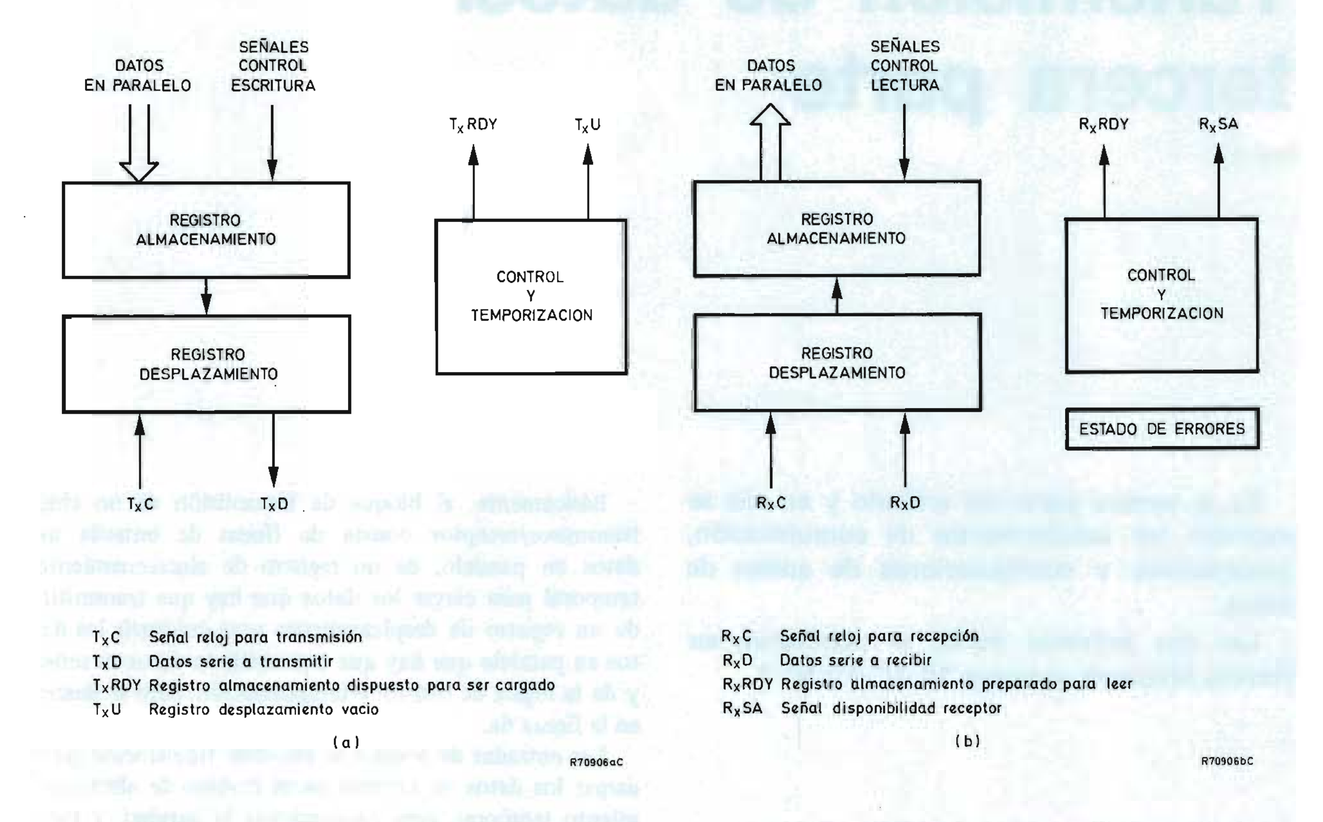
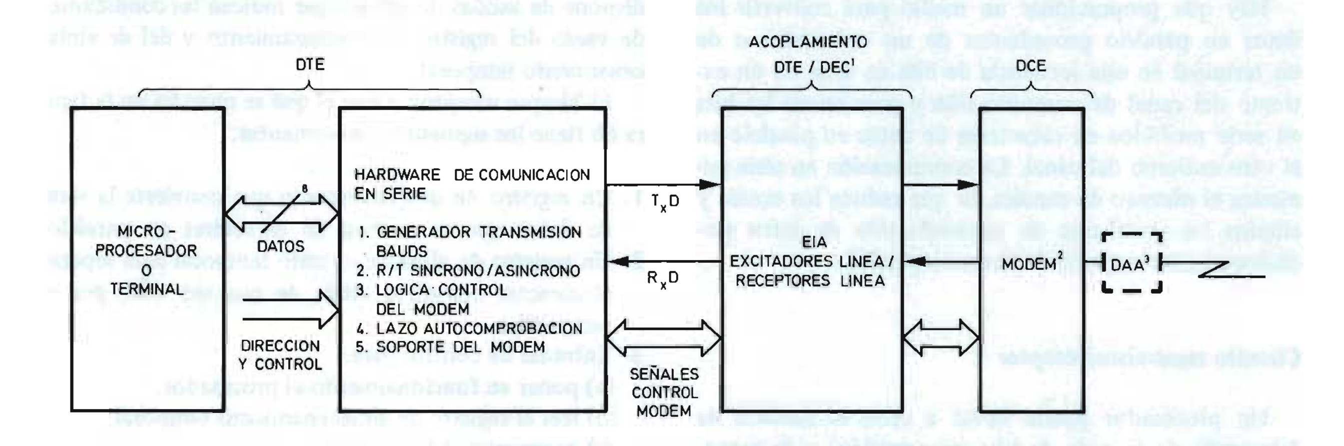


Figura 6a. Transmisor básico en chip transmisor/receptor.

Figura 6b. Receptor básico en chip transmisor/receptor.



[1] RS232-C, RS422/423, RS XY.
[2] Los modems síncronos generan R_xC y T_xC para el DTE.
[3] La protección DDD (innecesaria para las líneas en alquiler) se obtiene gracias al circuito de acceso directo (DAA).

R70907C

Figura 7. Interface ordenador/transmisiones.

Tabla 5. *Circuitos EIA RS-232C*

Nº patilla	Circuito EIA de intercambio	Equivalente CCITT	Descripción	Masa	Datos		Control		Temporización	
					Del DCE	Al DCE	Del DCE	Al DCE	Del DCE	Al DCE
1	AA	101	Masa protectora	X						
7	AB	102	Masa/Retorno común							
2	BA	103	Datos transmitidos			X				
3	BB	104	Datos recibidos		X					
4	CA	105	Demanda de enviar					X		
5	CB	106	Borrado de enviar				X			
6	CC	107	Dispuesto el ajuste de datos				X			
20	CD	108,2	Dispuesto el terminal de datos					X		
22	CE	125	Indicador llamada				X			
8	CF	109	Detector de la señal de línea recibida				X			
21	CG	110	Detector de calidad señal				X			
23	CH	111	Selector velocidad señal datos (DTE)					X		
23	CI	112	Selector velocidad señal datos (DCE)				X			
24	DA	113	Temporizador del elemento de señal del transmisor (DTE)							X
15	DB	114	Temporizador del elemento de señal del transmisor (DCE)						X	
17	DD	115	Temporizador del elemento de señal del receptor (DCE)						X	
14	SBA	118	Datos secundarios transmitidos			X				
16	SBB	119	Datos secundarios recibidos		X					
19	SCA	120	Demanda secundaria de enviar					X		
13	SCB	121	Borrado secundario de enviar				X			
12	SCF	122	Detector secundario de línea recibida				X			

Nota: las patillas 9, 10 están reservadas para prueba de ajuste de datos. Las patillas 11, 18 y 25 no están asignadas.

de funcionamiento asíncrono, por lo tanto, en tal caso, se tendría una estructura impropia.)

(d) Indicar error por exceso de datos. (El error por exceso de datos se da cuando el último carácter no ha sido leído antes de que el siguiente sea transferido al registro de almacenamiento temporal.)

Los chips transmisor/receptor pueden funcionar de forma asíncrona y/o síncrona. Los chips con capacidad de funcionamiento síncrono poseen uno o varios registros de almacenamiento temporal de caracteres SIN, así como alguna forma de cargar aquellos registros con caracteres SIN. Los transmisores síncronos pueden estar destinados a transmitir y los receptores síncronos a buscar la unión de caracteres SIN al principio del mensaje. Esto asegura que los caracteres de datos son transmitidos y recibidos de forma adecuada. Si el procesador no proporciona al transmisor un caracter antes de que el último haya abandonado la línea, el transmisor proporcionará un carácter SIN como relleno para mantener la sincronización.

Los chips transmisor/receptor asíncronos añaden y suprimen los bits de inicialización y de final de carácter antes de proceder a la transmisión y después efectuar la recepción. Generalmente, se dispondrá de un bit de inicialización y de uno, uno y medio o dos bits de final de carácter. A menudo se emplea una serie de espacios en blanco ("0") en la línea de transmisión, conocida como pausa, para interrumpir la comunicación cuando se está trabajando en el modo asíncrono duplex.

Los circuitos transmisor/receptor que emplean líneas unidireccionales separadas para las entradas de control, las salidas de estado y para la transmisión de datos son mucho más adecuados para redes lógicas. Estas se conocen como UART ó URST. Los miniordenadores y miprocesadores están mejor servidos con el empleo de circuitos transmisor/receptor de bus orientado, que transfieren el control, el estado de los datos a un bus bidireccional. Ejemplos de estos tipos son el PCI 2651 y el MPCC 2652.

Acoplamientos EIA entre el equipo terminal de datos (DTE) y el equipo de transmisión de datos (DCE)

Además del circuito transmisor/receptor, son necesarios algunos otros elementos de hardware para acoplar el ordenador o terminal al canal de transmisión. Estos elementos son: un generador de velocidad de bauds para proporcionar señales de reloj de recepción y de transmisión (en la transmisión síncrona, el modem proporcionará la señal de reloj de recepción y en algunos casos también la señal de reloj de transmisión); señales de control del modem para coordinar las operaciones de recepción y de transmisión; el nivel EIA que desplaza los transmisores/receptores de línea y los medios de lazo para autoprueba de línea desconectada. La capacidad de generación de interrupción de línea y de auto-eco son características de la transmisión asíncrona mientras que para transmisión síncrona es necesario el hardware de soporte de protocolo. En la figura 7 se muestra el acoplamiento de una transmisión completa.

Una vez que los datos en paralelo procedentes del ordenador o terminal se han distribuido en serie, deben satisfacer un acoplamiento normalizado EIA (Electronic Industries Association). Esta normalización comprende el intercambio de datos y los circuitos de control, los niveles eléctricos de tensión, la impedancia, la velocidad de transmisión, la velocidad suave (voltios/microsegundo), y la distancia entre el terminal o procesador (DTE-Data Terminal Equipement) y el modem (DCE- Data Communication Equipemente). Para velocidades de señalización de hasta 20 K bits por segundo, la normalización EIA aceptada para acoplar el DTE y el DCE es la RS-232C. En la tabla 5 se da una lista completa de las señales del R-232C. Sin embargo, otras normalizaciones relacionadas con la anterior (RS-422 y RS-423) proporcionan velocidad y distancia aumentadas. Estas normalizaciones se aplican a transmisión síncrona y asíncrona, a líneas telefónicas conmutadas o dedicadas, y a modos de funcionamiento simple, semi-duplex y duplex.

Los transmisores y receptores de línea están disponibles como circuitos integrados para soporte RS-232C, RS-422 y RS-423. ■

Grabadora-reproductora con el circuito integrado NE542

En vista de la buena acogida que el público ha dado a los aparatos reproductores de cassette, se ha considerado conveniente presentar en este artículo un sistema de grabación/reproducción estéreo de cassette con el circuito integrado NE542.

INTRODUCCION

Desde hace algunos años que los fabricantes de equipos electrónicos de audio/radio introdujeron fuertemente en sus líneas los sistemas de reproducción de cassette. Los resultados obtenidos fueron satisfactorios, por lo que consideraron la conveniencia de fabricar sistemas de grabación/reproducción estéreo de cassette que completaran sus líneas.

En base a ello, presentamos en este artículo el desarrollo completo de un sistema de grabación/reproducción estéreo de cassette, fácilmente reproducible y razonablemente económico.

El sistema está constituido por el circuito integrado NE542 como preamplificador de grabación/reproducción, dos transistores BC548 y dos diodos de silicio en el control automático de nivel, un transistor BC548 en el circuito oscilador, y un conmutador de ocho circuitos dos posiciones.

Antes de describir el funcionamiento del circuito, es conveniente referirse –aunque sea someramente– a los conceptos generales sobre grabación y reproducción en cinta magnética.

REGISTRO EN CINTA MAGNETICA

Grabación

Para llevar a cabo el proceso de grabación/reproducción en los sistemas de registro magnético, se requieren tres elementos fundamentales:

1. Cabeza grabadora. Este dispositivo es un transductor que convierte las señales eléctricas que recibe en variaciones magnéticas que pueden transmitirse a un medio magnetizable.
2. Cinta magnética. La cinta magnética constituye el medio magnetizable sobre el que pueden quedar registradas las variaciones magnéticas.
3. Cabeza reproductora. Este elemento es también un transductor que convierte las variaciones magnéticas en variaciones eléctricas proporcionales a la señal original.

Una cabeza de grabación o reproducción es una bobina devanada sobre un núcleo que tiene la forma de dos letras C colocadas frente a frente formando un anillo con dos entrehierros diametralmente opuestos conocidos como entrehierro frontal y entrehierro posterior, véase la figura 1. El entrehierro frontal mide 1 a 5 micras y el posterior 15 a 50 micras. Estas dimensiones pueden variar de acuerdo con el tipo de cabeza y calidad de que se trate.

La cinta magnética es simplemente una cinta de plástico en la que se han depositado uniformemente finísimas partículas de material magnético. Al desplazarse la cinta en un plano tangencial al entrehierro, se establece un puente a través de éste y las líneas de flujo magnético alrededor del entrehierro pasan por la cinta completando la trayectoria hacia el núcleo (figura 2), de esta forma, las partículas de la cinta a su paso por el entrehierro irán adquiriendo un estado de magnetización impuesto por

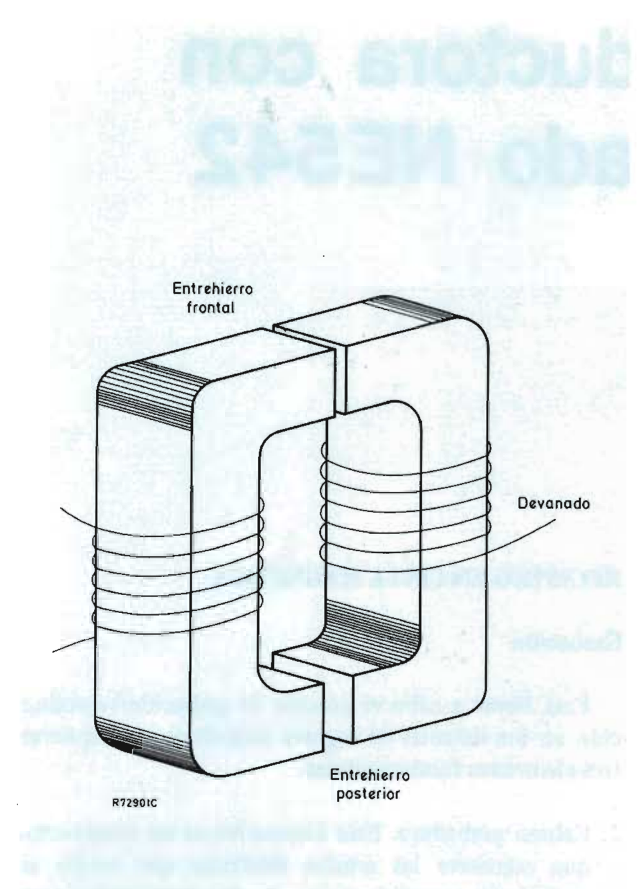


Figura 1. Principio de una cabeza grabadora.

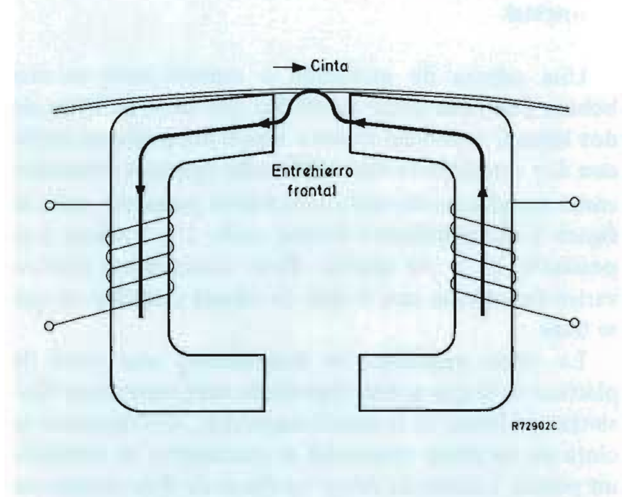


Figura 2. La cinta se desplaza tangencialmente al entrehierro.

las líneas de flujo según sea la imanación del núcleo. Naturalmente, el flujo de líneas es proporcional a la corriente de excitación del devanado.

Se ha supuesto que el medio magnetizable responde linealmente a la fuerza magnetizadora de la cabeza grabadora. Sin embargo, lo mismo que en otros materiales magnéticos, las partículas en la cinta presentan una característica no lineal cuando se exponen a una fuerza de magnetización. Una curva típica de magnetización o lazo de histéresis, se muestra en la figura 3 y puede describirse de la siguiente forma.

Cuando la cinta se encuentra en estado neutro, no magnetizado, la corriente en el devanado es cero y esta condición queda representada por el punto O. Si la corriente en el devanado de excitación aumenta, la intensidad magnética H aumenta y la densidad de flujo B crece a lo largo de la curva Ob. Obsérvese que para el punto b, H es máxima y B también es máxima. Ahora bien, si a partir de este punto la intensidad magnética disminuye gradualmente, la densidad de flujo B –al contrario de lo que pudiera esperarse– varía a lo largo de una trayectoria diferente, curva a, de tal forma que para un determinado valor de H, el valor de B es más grande cuando H va disminuyendo que cuando se incrementó en un principio. Se dice entonces que el flujo se retrasa con respecto a la intensidad magnética. Es interesante observar que en el punto B_d, aunque H es cero, B tiene cierto valor. Esta propiedad del material magnético de mantenerse magnetizado aún después de retirar la fuente de excitación se conoce como retentividad. La ordenada Ob_d es la densidad de flujo residual.

Si ahora se hace circular la corriente en sentido contrario y se incrementa gradualmente, el material magnético se magnetizará en sentido opuesto. La densidad de flujo B varía a lo largo de la curva a, hasta llegar al punto b'. Finalmente, si a partir del punto b' se disminuye la intensidad magnética desde $H_{mín}$ a 0, se generará la curva c que cierra el ciclo de histéresis al llegar de nuevo al punto b. A los puntos b y b' se les conoce como puntos de saturación.

Cuando una partícula desmagnetizada de la cinta alcanza el entrehierro de la cabeza grabadora, la partícula no lleva magnetismo residual (punto O en el origen, figura 2). Suponiendo que la longitud de onda de la señal a grabar es muy grande comparada con el ancho del entrehierro, la partícula pasará a través de una fuerza constante de magnetización creada por la corriente de grabación.

En la figura 4 se ha dibujado el entrehierro desproporcionadamente grande con el fin de relacionar la posición de la partícula con el lazo de histéresis de la figura 3. Obsérvese que para un cierto valor de la intensidad magnética, H_R, la partícula estará en el centro del entrehierro frontal que corresponde al punto R en la curva de histéresis. Cuando la partícula deja el entrehierro, la in-

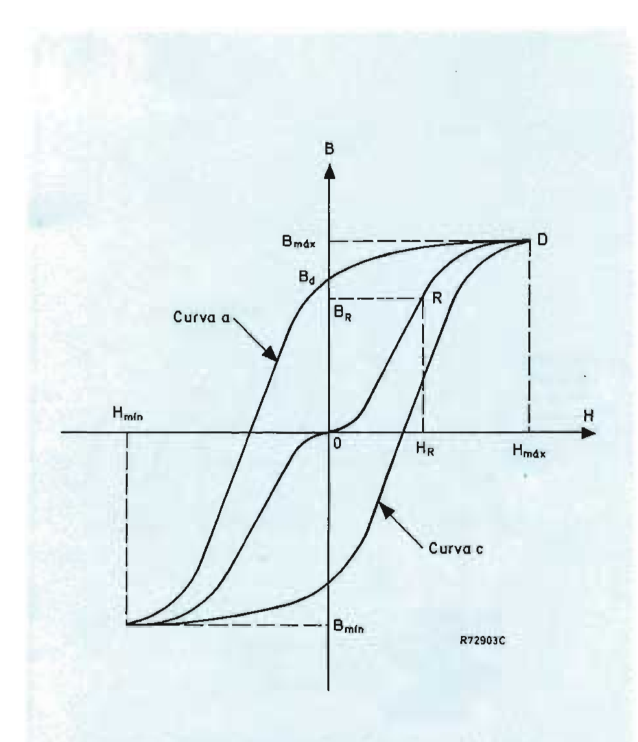


Figura 3. Curva de magnetización o lazo de histéresis.

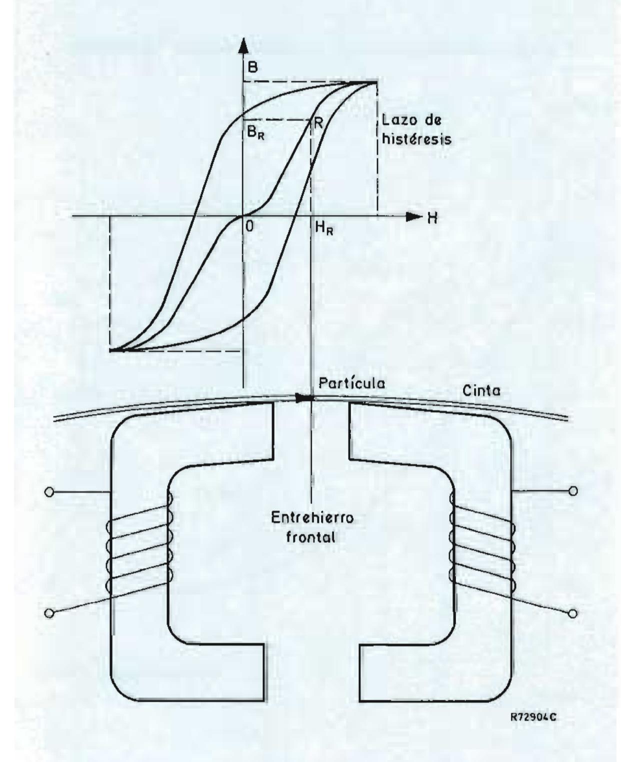


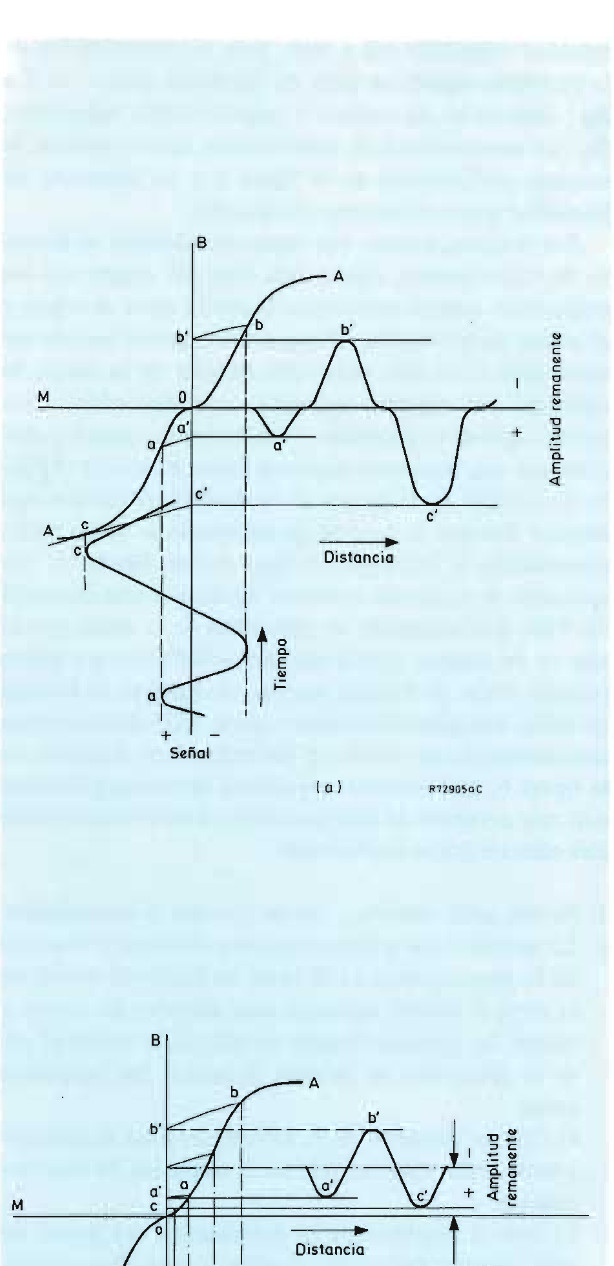
Figura 4. Magnetización de una partícula de la cinta que cruza el entrehierro y su correspondencia con el lazo de histéresis.

tensidad magnética cae a cero, pero la magnetización de la partícula seguirá un ciclo de histéresis menor, de R a B_R, reteniendo un residuo o magnetización remanente, B_R. La característica de transferencia de este proceso se muestra gráficamente en la figura 5 y su inherente no linealidad puede observarse claramente.

Por fortuna, existen dos segmentos lineales en la curva de transferencia, uno a cada lado del origen con sus respectivos centros cercanos a la media entre el origen y el punto de saturación. Si la grabación puede hacerse sosobre uno o los dos segmentos lineales de la curva, se obtendrá un registro con muy baja distorsión. Esto puede lograrse polarizando previamente la cabeza grabadora con una corriente continua capaz de ubicar el punto de trabajo en el centro de cualquiera de los dos segmentos lineales y montar posteriormente sobre dicha polarización la señal que se desee grabar, figura 5b. Sin embargo, la corriente continua da lugar a una densidad de flujo que magnetiza las partículas de la cinta, por lo que es de esperar que la relación señal/ruido sea pobre (mucho ruido de fondo); además, la amplitud de la señal de salida será apreciablemente menor. Para eliminar estos inconvenientes se recurre al procedimiento ilustrado en la figura 6, que consiste en polarizar la cabeza grabadora con una corriente de alta frecuencia. Esta corriente tiene tres características importantes.

1. Es una señal sumada y no un proceso de modulación.
2. La amplitud de la frecuencia de polarización depende de la característica de la curva de histéresis propia de la cinta y deberá ajustarse para alcanzar de centro a centro las regiones lineales de ella. Si la amplitud no es la apropiada, se pueden presentar los siguientes casos:
   a) Que la amplitud de la polarización sea demasiado grande; esto reducirá mucho la respuesta de alta frecuencia.
   b) Que la amplitud de la polarización sea pobre, lo cual causará distorsión excesiva a bajas frecuencias.
3. La frecuencia de la corriente de polarización no es crítica, pero, con el fin de minimizar la interacción con los armónicos de la señal, dicha frecuencia deberá ser por lo menos 3,5 veces mayor que la más alta frecuencia que vaya a grabarse.

Si una cinta magnética se graba con una corriente constante de polarización para todas las frecuencias de la información y posteriormente se reproduce en un amplificador lineal de gran ancho de banda, se obtendrá una respuesta típica como la mostrada en la figura 8 para diferentes velocidades de la cinta. En esta figura se puede observar que la salida aumenta 6 dB/octava al aumentar la frecuencia, lo cual se debe a que la cabeza grabadora es un inductor y su impedancia aumenta al aumentar la frecuencia; también se puede ver que la salida alcanza



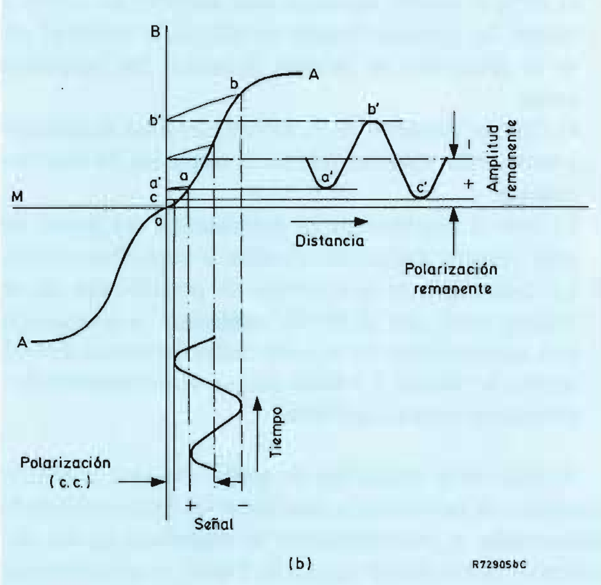


Figura 5. Característica de transferencia: (a) con polarización cero; (b) con polarización de c.c.

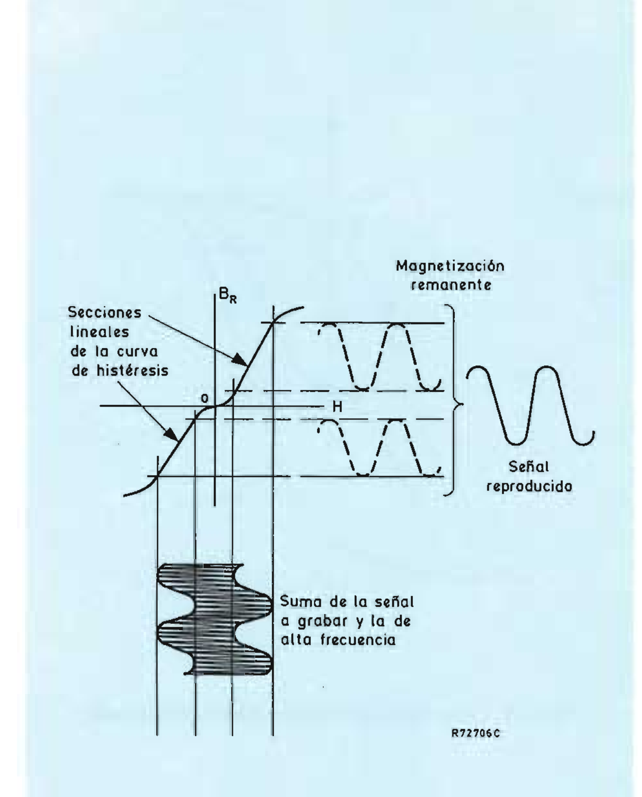


Figura 6. Polarización con corriente de alta frecuencia.

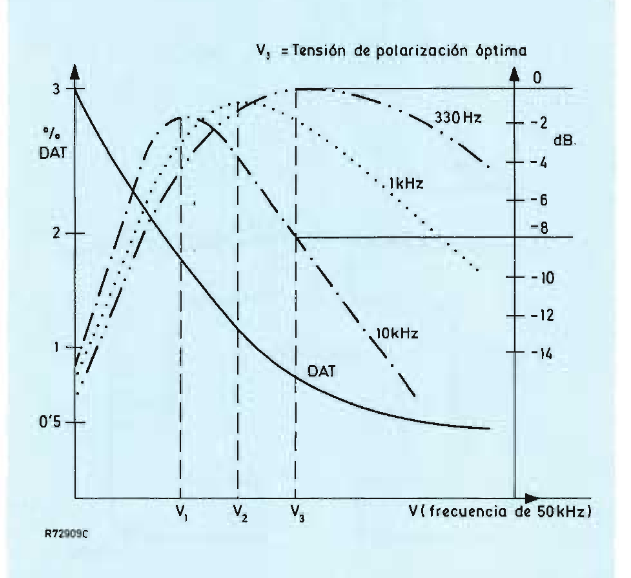


Figura 7. Relaciones con respecto a la tensión de polarización de c.a.

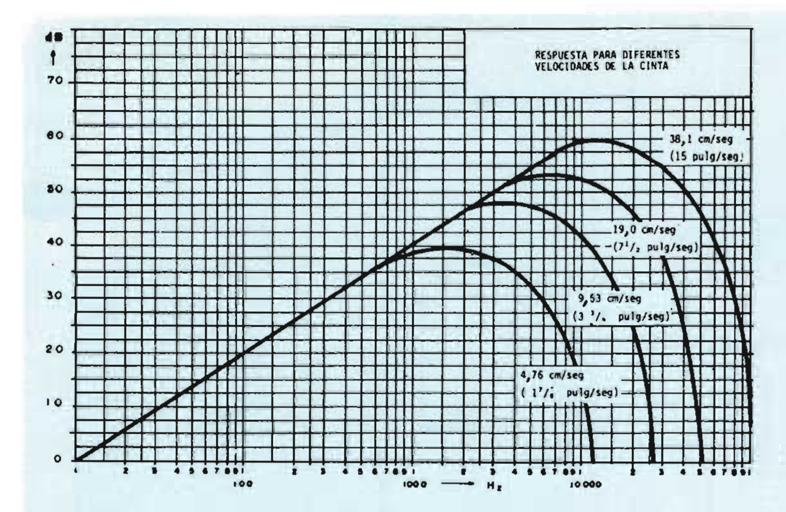


Figura 8. Respuesta de frecuencia para diferentes velocidades de la cinta.

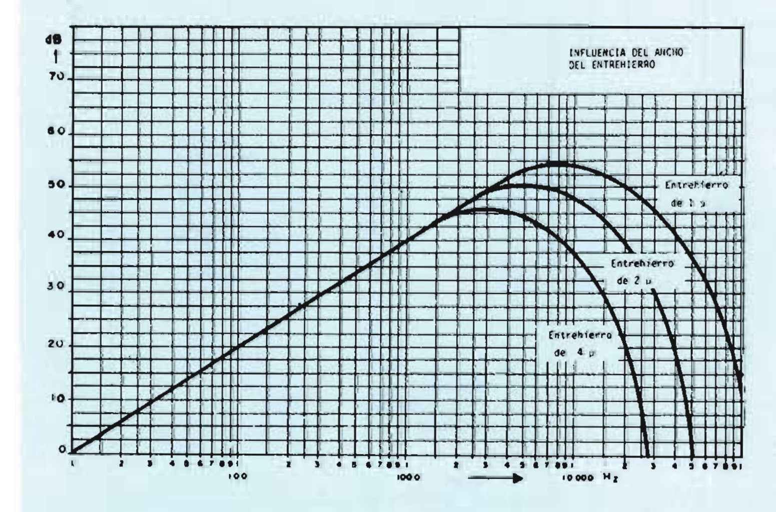


Figura 9. Influencia del ancho del entrehierro en la respuesta de frecuencia.

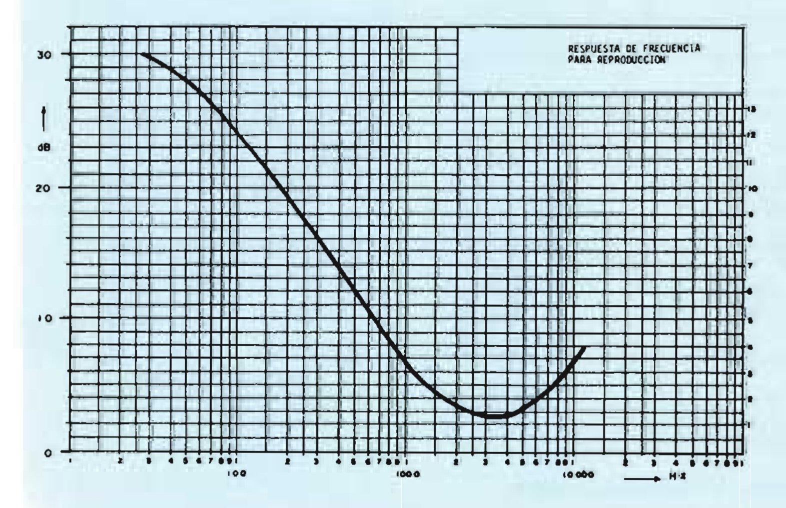


Figura 10. Respuesta de frecuencia para reproducción.

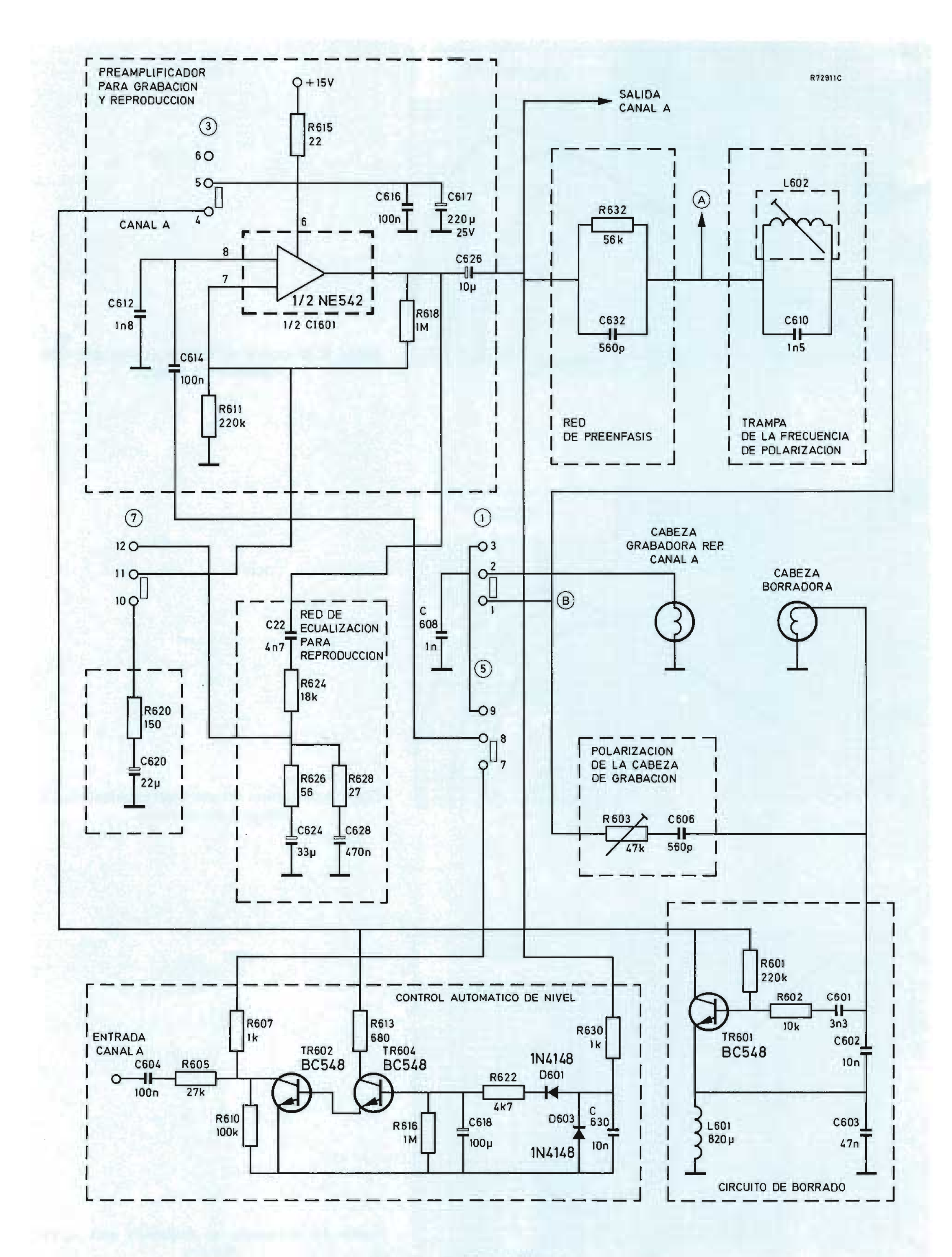


Figura 11. Esquema del canal A.

un máximo y al llegar a cierta frecuencia cae abruptamente; esto se debe principalmente a las limitaciones de la cabeza a altas frecuencias. Se pueden enumerar 5 factores importantes de dicha limitación:

1) Efecto del entrehierro (ancho del mismo).
2) Desmagnetización de la grabación.
3) Desmagnetización propia.
4) Pérdidas de penetración.
5) Pérdidas en la cabeza.

Todos estos factores son diferentes y no guardan relación entre sí, pero cada uno contribuye a la limitación de la respuesta a alta frecuencia.

En la figura 9 se puede observar el efecto del entrehierro, y es uno de los que tienen mayor influencia en la respuesta del amplificador.

Optimización de la polarización de la cabeza grabadora

Hasta este momento se ha discutido la conveniencia de utilizar una señal de c.a. de alta frecuencia para la polarización de la cabeza grabadora, pero no se ha hablado acerca de cuál debería ser la corriente o tensión óptima aplicada a la cabeza para toda la gama de frecuencias a grabar.

Mediante estudios teórico/prácticos se ha encontrado que existen ciertas relaciones entre la máxima salida, la distorsión armónica total, la frecuencia y la tensión de polarización de c.a. en la cabeza grabadora. Estas relaciones se muestran en la figura 7, donde puede verse que para la tensión V_1 de polarización, la frecuencia a grabar de 10 kHz alcanza su máximo, no así las de 330 Hz y 1 kHz que quedan por debajo, sin llegar al máximo; en este punto la distorsión armónica es alta. En cambio para V_3, donde la frecuencia de 330 Hz es máxima, la distorsión armónica es menor, y las frecuencias de 1 kHz y de 10 kHz quedan aproximadamente 1,8 dB y 8 dB por debajo, respectivamente.

Como el interés primordial es lograr una grabación con baja distorsión, se elige como dato de diseño la tensión de c.a. que proporcione la máxima amplitud de salida de una señal grabada a 330 Hz, y para compensar la pérdida de 8 dB en 10 kHz se hace uso de técnicas de preénfasis a esa frecuencia en la red de realimentación en el amplificador o bien a la salida de éste y antes de excitar la cabeza, como en este diseño.

Proceso de borrado

En el entrehierro de la cabeza borradora se produce un fuerte campo disperso al paso de la corriente alterna de alta frecuencia que viene del oscilador. El borrado tiene lugar cuando la cinta atraviesa el campo disperso.

Las partículas de la cinta magnética son afectadas por el flujo que aumenta gradualmente hasta un máximo y después cae hasta desaparecer. Las alternancias del campo deben ser de tal frecuencia que las partículas sufran muchos cambios al pasar por el entrehierro y su intensidad máxima debe ser suficiente para llevar las partículas a saturación.

Proceso de reproducción

En la reproducción, la influencia de las partículas magnetizadas de óxido de hierro se extiende sobre la capa magnética de la cinta. En una partícula magnética de una cinta grabada que está pasando por la cabeza reproductora, las líneas de fuerza encuentran un medio de conducción efectivo a través de la bobina de la cabeza y tienden a concentrarse ahí. El movimiento de la cinta a través de la cabeza magnética provoca cambios en la fuerza y dirección del campo magnético en la cabeza, induciendo las tensiones correspondientes en la bobina. Tales tensiones son proporcionales al grado de magnetización y también a la velocidad de variación del campo a través de la cabeza, siendo por tanto proporcionales a la velocidad a la que las partículas magnéticas pasan. La tensión será proporcional a la frecuencia de la señal y podrá llevarse a un sistema de amplificación para obtener la señal de audio.

Se vió anteriormente (fig. 8) que el comportamiento de la cabeza reproductora depende de la frecuencia; entonces, para compensar esta dependencia y lograr que una grabación realizada a corriente constante tenga una respuesta plana en la reproducción, se requiere que el preamplificador reproductor sea ecualizado de acuerdo con la curva de la figura 10, donde se ve que es necesario aumentar la ganancia del preamplificador 6 dB/octava para bajas frecuencias.

DESCRIPCION DEL CIRCUITO

Para facilitar la comprensión, en la figura 11 se presenta solamente el diagrama eléctrico del canal A del sistema, donde puede advertirse el contenido de los bloques de las figuras 12 y 18. En esta figura, la numeración de los componentes es la misma que la del diagrama general con dos canales que se da en la figura 20.

Sección de grabación

La figura 12 muestra el diagrama de bloques del proceso de grabación en el que pueden identificarse fácil-

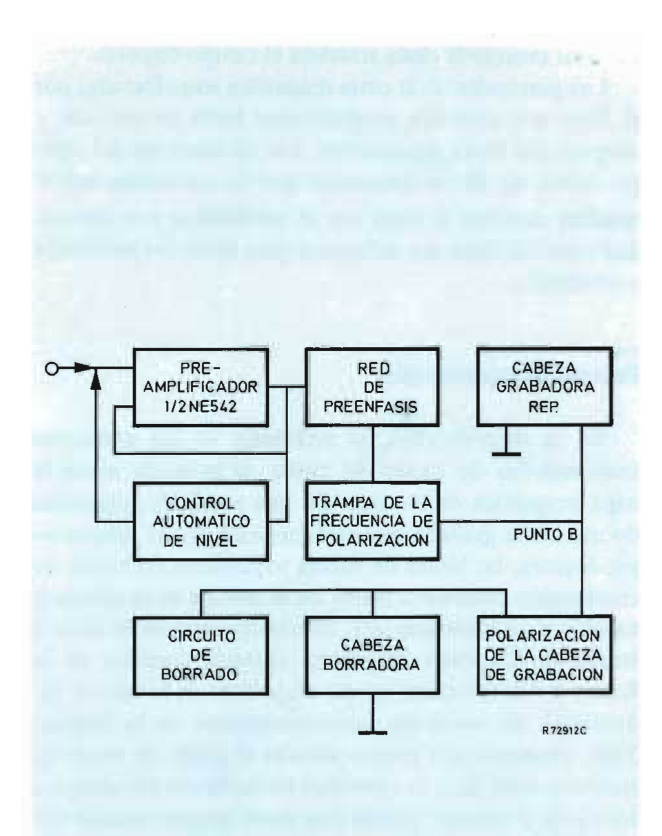


Figura 12. Diagrama de bloques del proceso de grabación.

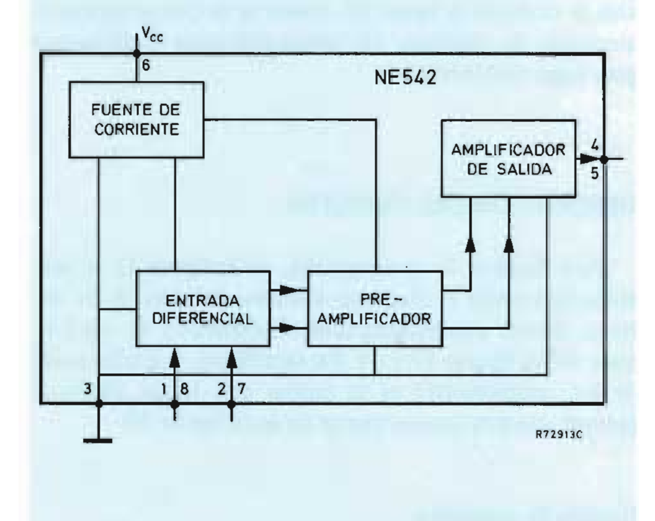


Figura 13. Circuito integrado NE542.

mente seis bloques. La señal que va a ser grabada pasa a la sección preamplificadora para obtener el nivel necesario para excitar la cabeza. La señal de salida del preamplificador se aplica al control de nivel de tal forma que para variaciones de la señal de entrada, la salida permanezca constante. El bloque de preénfasis refuerza las altas frecuencias (10 kHz) para compensar los 8 dB de pérdida obtenidos al elegir adecuadamente la tensión de c.a. de polarización de la cabeza grabadora.

El siguiente bloque en la trayectoria de la señal es la trampa de la frecuencia de polarización, que para la gama de frecuencias a grabar presenta una baja impedancia.

A la salida de la trampa se encuentra el punto B donde se suman la señal a grabar y la de polarización para excitar así la cabeza grabadora.

El circuito de borrado es el dispositivo que genera la frecuencia de polarización, la cual se aplica al punto B a través de una red *RC* en serie, C_{606} R_{603}, el resistor R_{603} es preajustable y se utiliza para optimizar la tensión de polarización de la cabeza.

Preamplificador

La sección preamplificadora está formada por medio circuito integrado NE542 (figura 13). El NE542 es un preamplificador doble de bajo ruido con una ganancia en lazo abierto de 104 dB para bajas frecuencias y cae 20 dB/década a partir de 100 Hz, como se ve en la figura 14.

La polarización del circuito integrado se efectúa aplicando a la patilla 6 una tensión de 15 V a través de un resistor de 22 Ω (R_{615}) y desacoplando con dos condensadores, uno para altas frecuencias (C_{616}) y otro para bajas frecuencias (C_{617}). Las entradas no inversoras, patillas 1 y 8, han sido internamente polarizadas por una fuente de tensión de 1,4 V. De acuerdo con la regla de tensión diferencial cero en los amplificadores diferenciales, la tensión de salida queda fijada por los resistores de realimentación R_{611} y R_{618} en la patilla 5. La entrada de la señal al preamplificador es a través del condensador C_{614} a la patilla 1; el condensador C_{612} se utiliza para estabilizar el circuito integrado.

Red de pre-énfasis

La red de pre-énfasis, está formada por el resistor R_{632} en paralelo con el condensador C_{632} y la cabeza grabadora; proporciona un refuerzo de 6 dB/octava a altas frecuencias y tiene cerca de 24 dB a 10 kHz, lo cual compensa los 8 dB perdidos por la técnica de polarización utilizada más las pérdidas debidas a los factores limitadores de la cabeza.

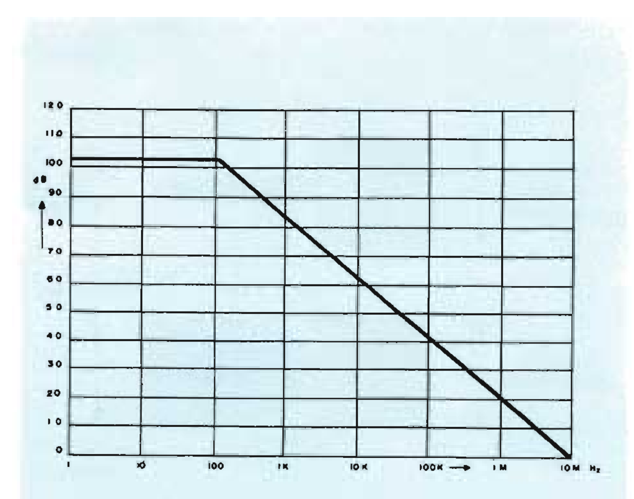


Figura 14. Curva de ganancia en lazo abierto del NE542.

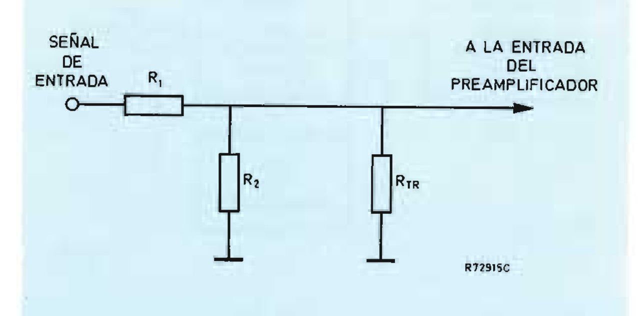


Figura 15. El control electrónico de nivel como un divisor resistivo.

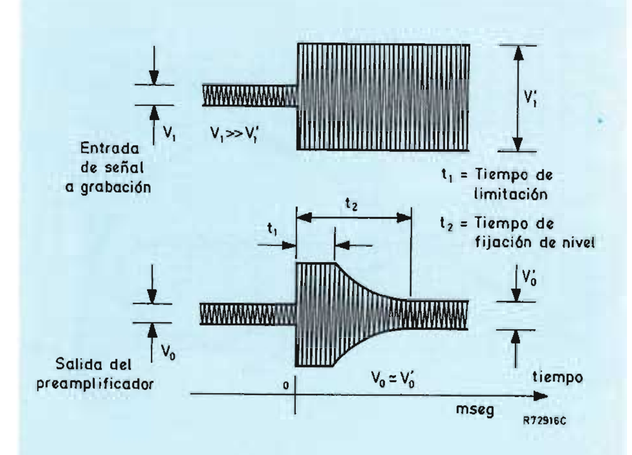


Figura 16. Funcionamiento del control de nivel cuando la señal de entrada es pequeña y cambia a una grande.

Control automático de nivel

Cuando el preamplificador recibe un fuerte impulso de señal, éste se amplifica y la distorsión armónica por recorte de la señal es inevitable; esta distorsión puede minimizarse gobernando la corriente de excitación de la cabeza grabadora mediante un medidor de nivel o un circuito electrónico, el cual debe reducir la ganancia del preamplificador cuando el nivel óptimo de grabación sea excedido. Para que esta distorsión solo aparezca durante un corto tiempo en la grabación, es necesario que el control de nivel responda rápidamente a la señal de sobrecarga. Cuando la señal se reduce bruscamente, el tiempo de recuperación debe ser grande porque de otra forma los pasajes fuertes y débiles de la música se grabarán con igual intensidad.

En términos generales, el funcionamiento de un control electrónico de nivel es semejante a un divisor resistivo, como el que se muestra en la figura 15, donde la resistencia R_{TR} está en paralelo con R_2. Existen dos condiciones límite.

1. Cuando el nivel de la señal de entrada es muy pequeño, la resistencia R_{TR} deberá tener un valor alto para que la caída de tensión debida al divisor resistivo sea la proporcionada por R_1 y R_2.
2. Cuando el nivel de la señal de entrada es muy grande, R_{TR} debe disminuir de valor para que la señal del divisor se reduzca y mantenga aproximadamente la misma señal de excitación en la entrada del preamplificador que teóricamente deberá ser igual a la del caso 1, y lograr que la salida sea constante.

Como se indicó, la resistencia R_{TR} debe ser variable, esto puede lograrse haciendo que la corriente de colector y la tensión colector-emisor de un transistor varíen de tal forma que cuando la corriente de colector sea pequeña, la tensión colector-emisor sea grande y como consecuencia la impedancia equivalente de colector a tierra también será grande. Por el contrario, una corriente de colector grande refleja una tensión colector-emisor reducida, por lo que la impedancia resultante será pequeña. El punto de control de este transistor es por medio de la corriente de base, esta corriente deberá ser proporcional a la señal de excitación; naturalmente se requiere una señal de control.

En el circuito descrito en este artículo, la señal de salida del preamplificador se aplica a un circuito doblador de tensión formado por C_{618}, C_{626}, D_{601}, D_{603}. El resistor R_{630} y el condensador C_{630} forman un filtro pasa-bajos que hace que el doblador de tensión sea insensible a la frecuencia de polarización de la cabeza. El resistor R_{629} cumple la función de estabilizar el sistema debido a que el control de nivel forma un lazo de realimenta-

ción. La tensión a través del condensador C_{618} controla la corriente de base del transistor regulador TR_{604}.

El tiempo de recuperación está formado por la constante de tiempo de C_{618} y su circuito de descarga, compuesto por el resistor R_{616} en paralelo con la pendiente resistiva de los transistores TR_{602} y TR_{604} en sus uniones base-emisor. Para corrientes muy bajas en los transistores, su pendiente resistiva empieza a aumentar mucho y la relación de cambio de atenuación resulta también muy baja. En estas condiciones R_{616} proporciona una trayectoria de descarga, de tal manera que la relación de cambio de la atenuación tiene un límite inferior determinado por el valor de R_{616}. Cuando las pendientes resistivas tienen un valor pequeño, el efecto de la resistencia R_{616} es despreciable. El tiempo de limitación está determinado principalmente por la constante de tiempo formada por C_{618} y la impedancia de la fuente del circuito de carga.

Con las bases anteriores se puede resumir el funcionamiento de la siguiente manera.

Supóngase que en un momento dado se graba con una señal de entrada débil, después esta señal sufre un incremento de 60 dB y pasa al preamplificador de grabación que la amplifica; la salida de señal se aplica entonces al doblador de tensión el cual carga el condensador C_{618} y aplica instantáneamente esta tensión a la base del transistor regulador TR_{604} que aumentará su conductividad e inyectará una corriente elevada a la base del transistor de control TR_{602}, el cual elevará su corriente de colector y su tensión colector-emisor se reducirá, resultando una impedancia muy pequeña que amortigua la señal que llega a la cabeza grabadora por el divisor de tensión formado por R_{605} y R_{609} en paralelo con la impedancia del transistor hasta tener un valor aproximadamente 3 dB por encima del nivel inicial en la entrada del preamplificador. En la figura 16 se ve gráficamente este proceso y se pueden observar dos tiempos, uno de limitación y otro de fijación de nivel. El tiempo de limitación es el tiempo que tarda el control de nivel para evitar la distorsión armónica debida al recorte, y el tiempo de fijación de nivel es el tiempo que necesita el control para llegar al nivel fijado a la salida 3 dB por encima del anterior.

Supóngase ahora que se graba con un nivel muy alto y que la señal cae bruscamente 60 dB, la señal de salida del preamplificador se reducirá también bruscamente y la tensión que puede entregar el doblador para cargar a C_{618} es menor que la que tiene en ese momento este condensador; debido a ello, C_{619} se descarga lentamente sobre la pendiente resistiva de los transistores.

Como se explicó anteriormente, el transistor TR_{604} es al principio altamente resistivo. Esto hace que la tensión colector-emisor del TR_{602} sea pequeña y como consecuencia la impedancia reflejada en paralelo a R_{609} también es pequeña; sin embargo, al irse descargando el condensador C_{618}, esta impedancia se va incrementando y la tensión del divisor también se incrementa hasta llegar

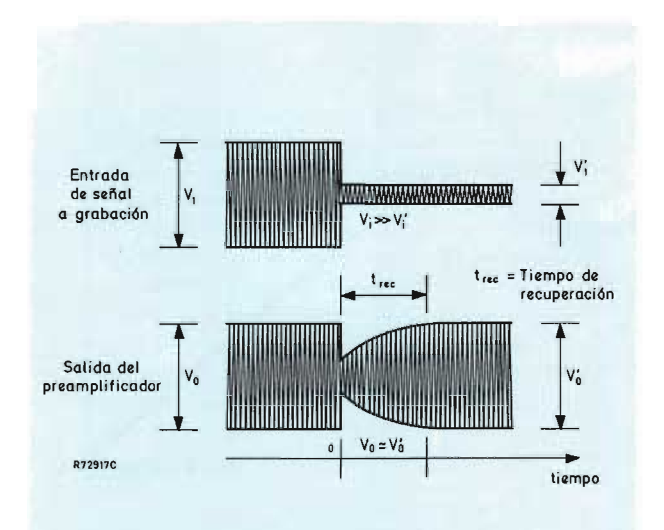


Figura 17. Funcionamiento del control de nivel cuando la señal de entrada es grande y cambia a una pequeña.

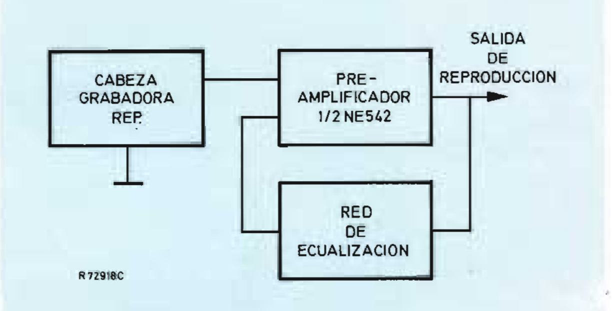


Figura 18. Diagrama de bloques del proceso de reproducción.

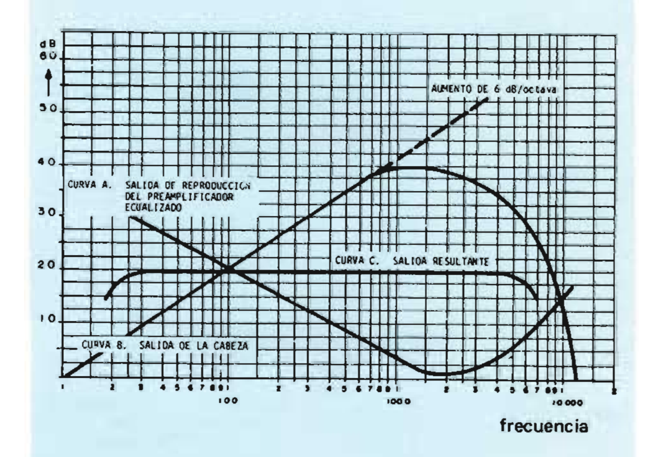


Figura 19. Funcionamiento de la red de ecualización.

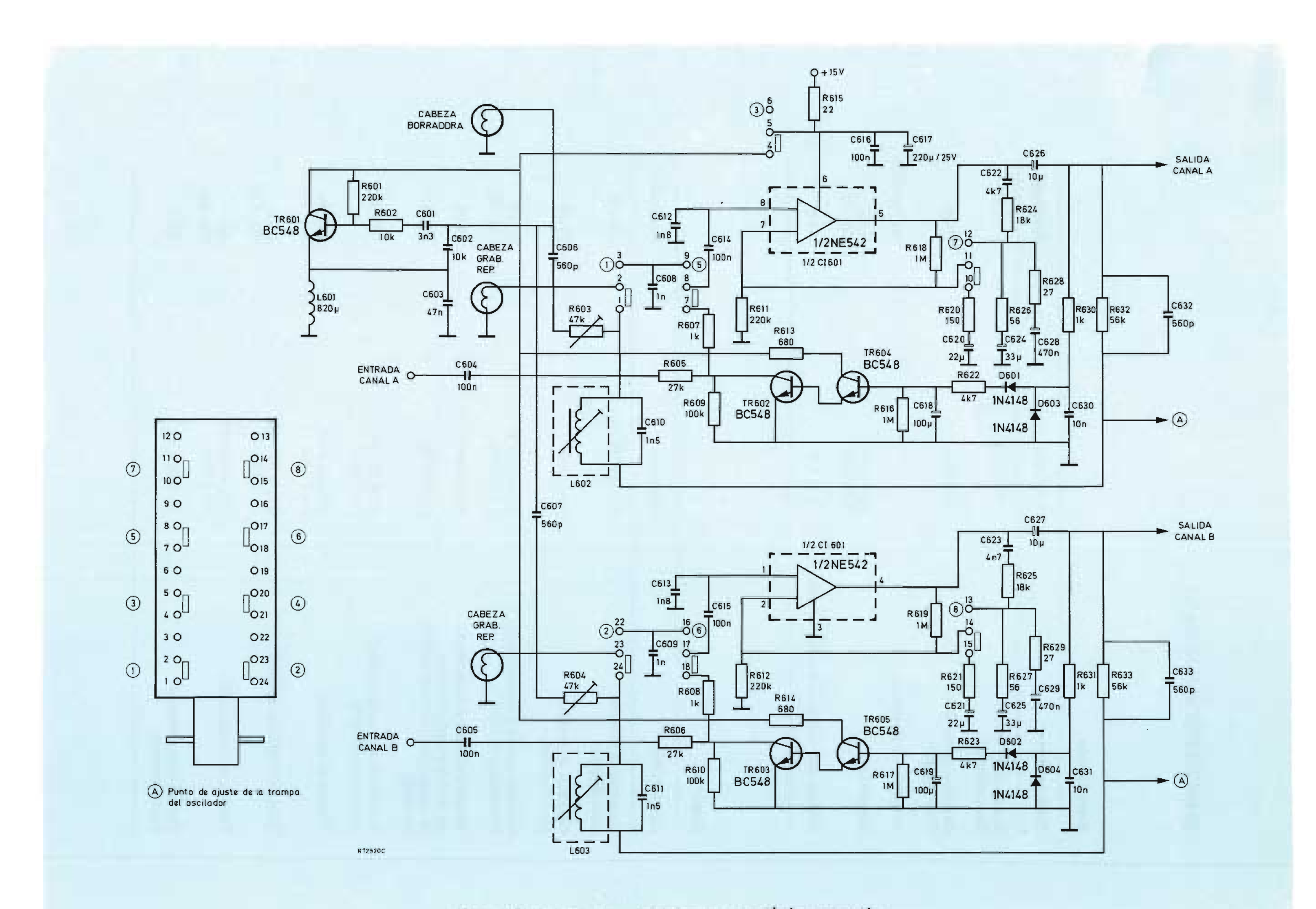


Figura 20. Esquema general del sistema grabación/reproducción.

CARACTERISTICAS ELECTRICAS

Reproducción

Característica	*Condición*	*Resultado*
Ganancia de tensión (lazo abierto)	$f = 100$ Hz	104 dB
Ganancia de tensión (lazo cerrado)	$f = 1$ kHz	57 dB
Respuesta de frecuencia		ver figura 21
Distorsión	$V_0 = 1$ V $f = 1$ kHz	0,2% (fig. 22)
Tiempo para entrar en funcionamiento	$V_0 = 1$ V	5,5 s

Grabación

Característica	*Condición*	*Resultado*
Ganancia de tensión (lazo abierto)	$f = 100$ Hz	104 dB
Ganancia de tensión (lazo cerrado)	$f = 1$ kHz	73 dB
Distorsión armónica con control automático de nivel	$V_0 = 0,95$ V $f = 10$ kHz	0,35% (fig. 23)
Margen del control automático de nivel (para una variación de tensión de 3 dB en la tensión de salida)	$V_i = 1$ mV $f = 10$ kHz	64 dB (fig. 25)
Tensión de salida con control automático de nivel	$V_i = 30$ mV $f = 1$ kHz	0,78 V
Tiempo de limitación	$V_i = 64,8$ dB $f = 1$ kHz	180 ms
Tiempo de fijación de nivel	$\Delta V_i = 64,8$ dB $f = 1$ kHz	1,5 s (fig. 27)
Tiempo de recuperación	$\Delta V_i = 64,8$ dB $f = 1$ kHz	48 s (fig. 28)
Tiempo para entrar en funcionamiento	$V_0 = 0,9$ V	3,8 s

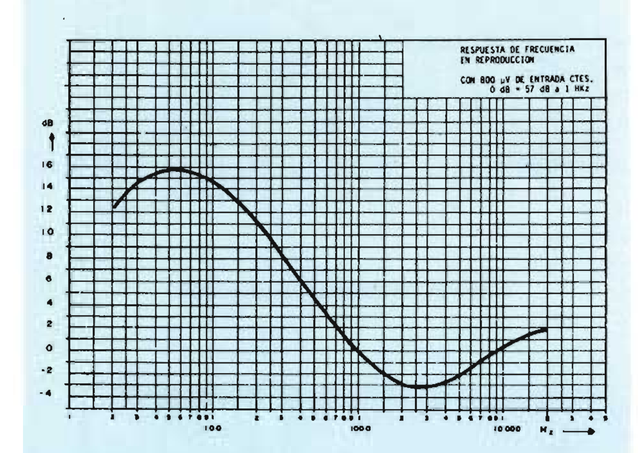


Figura 21. Respuesta de frecuencia (reproducción).

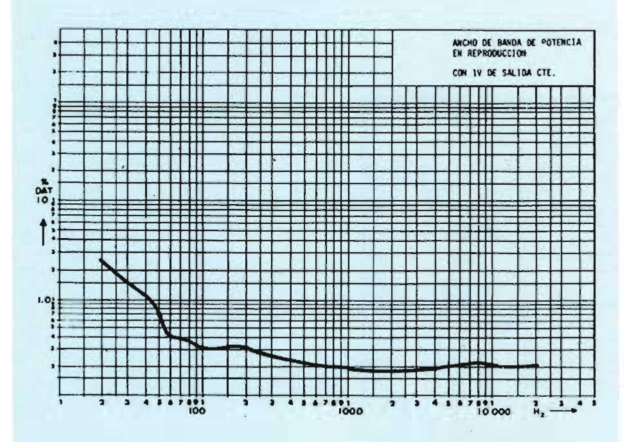


Figura 22. Ancho de banda de potencia (reproducción).

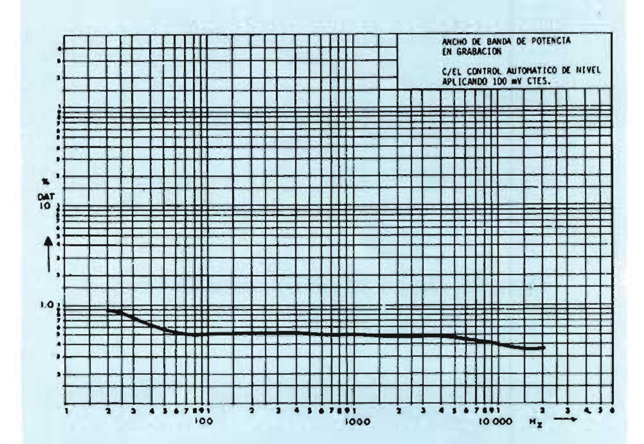


Figura 23. Ancho de banda de potencia (grabación).

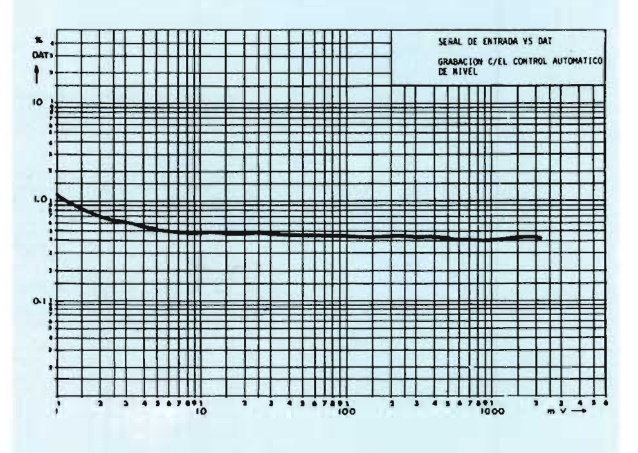


Figura 24. Señal de entrada respecto a DAT (grabación).

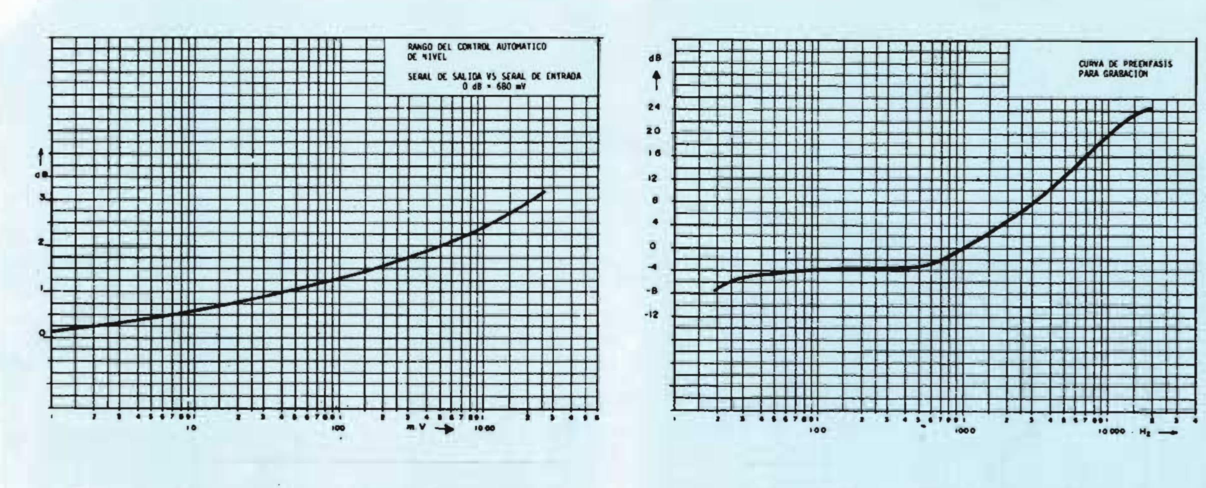


Figura 25. Margen del control automático de nivel.

Figura 26. Preénfasis para grabación.

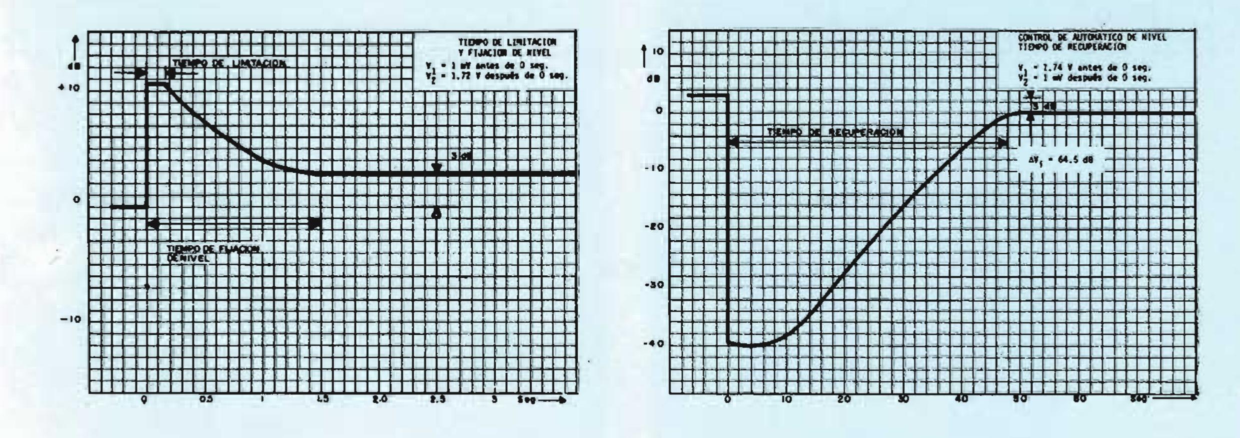


Figura 27. Tiempo de limitación y de fijación de nivel en el control automático.

Figura 28. Tiempo de recuperación en el control automático de nivel.

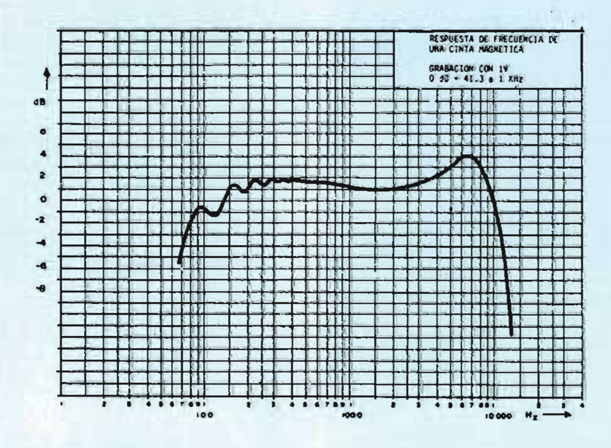


Figura 29. Respuesta de frecuencia de una cinta magnética.

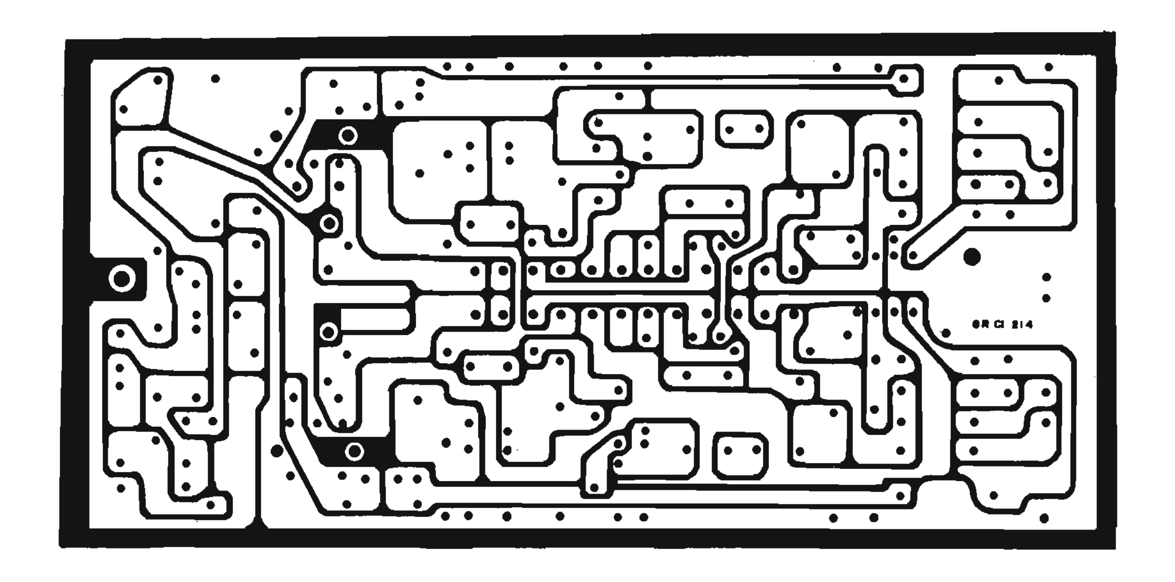


Figura 30. Negativo de la placa de circuito impreso por el lado de las pistas.

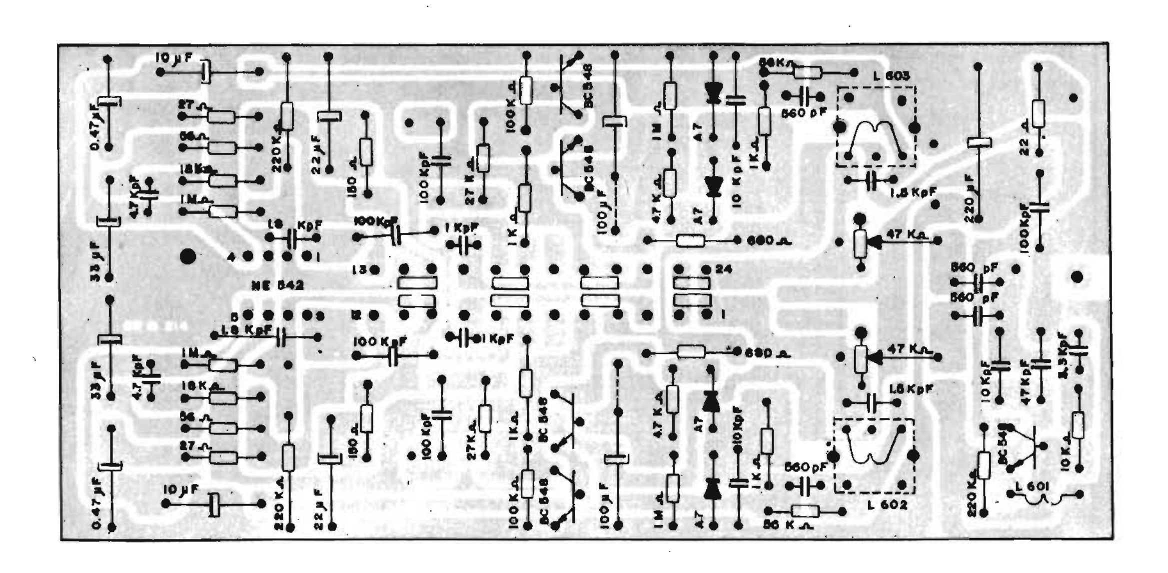


Figura 31. Colocación de los componentes en la placa de circuito impreso, lado de componentes.

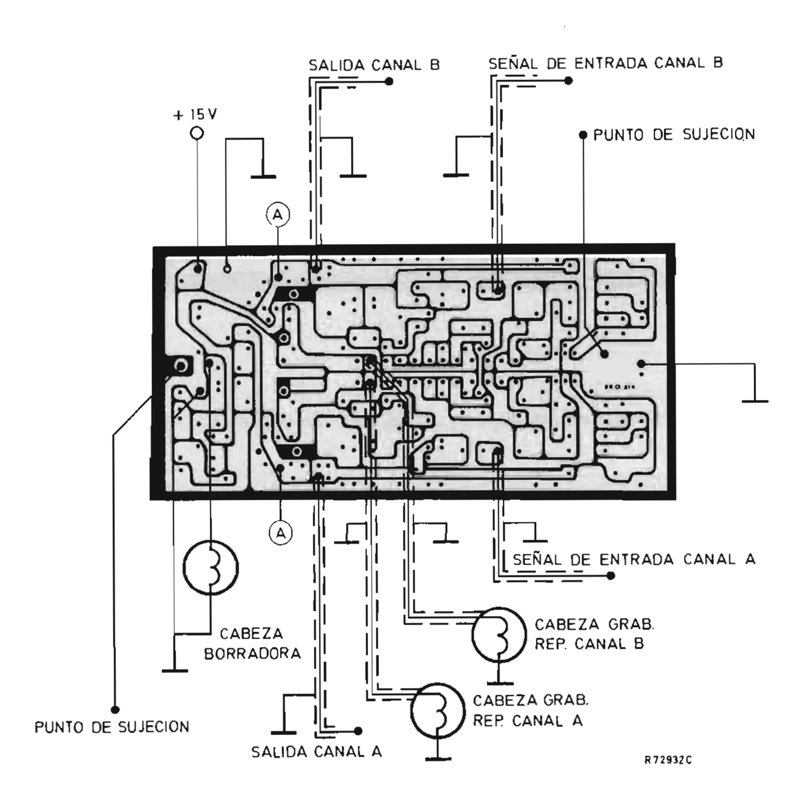


Figura 32. Diagrama de conexiones.

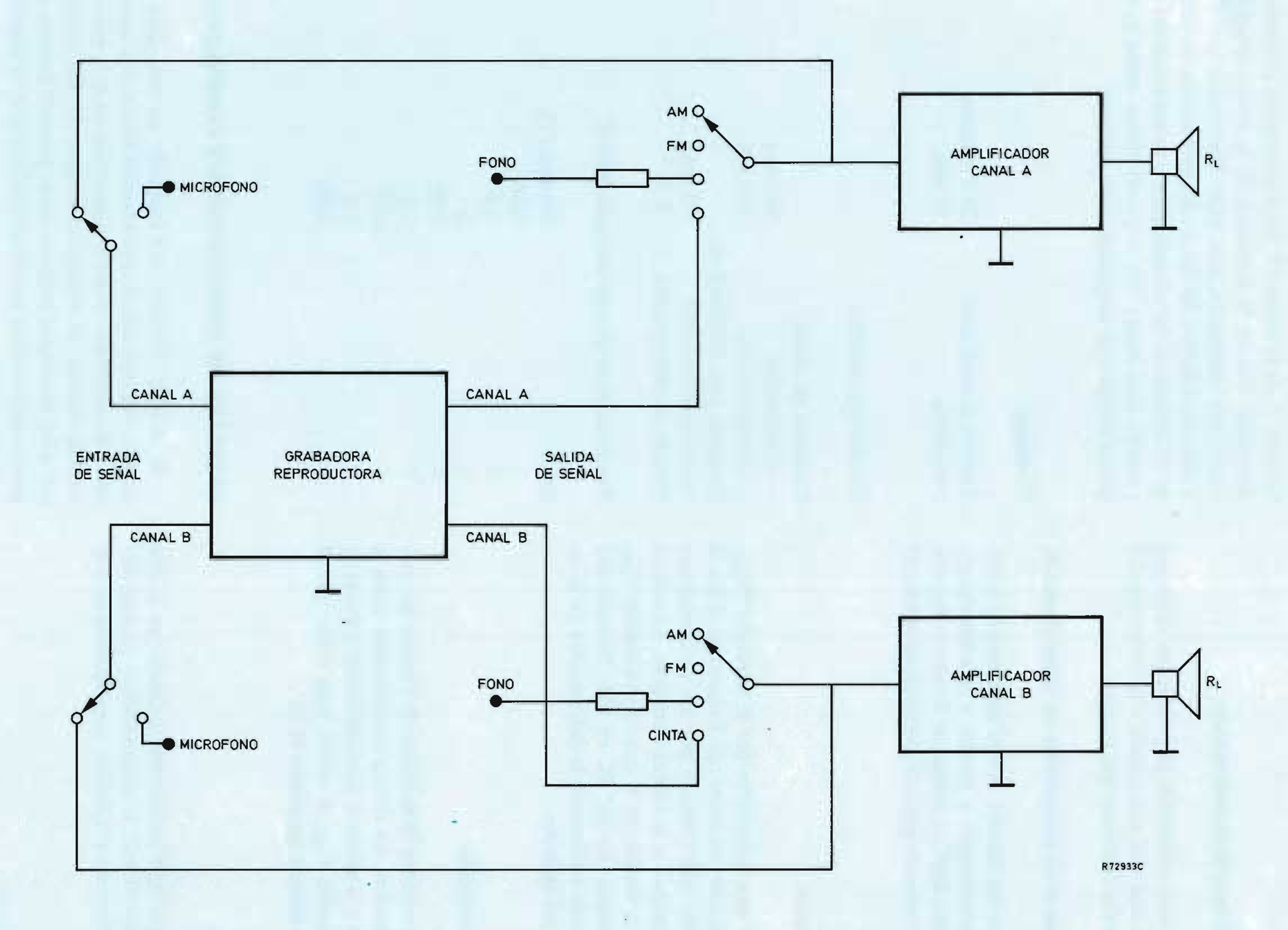


Figura 33. Esquema de un sistema estéreo completo.

aproximadamente a 3 dB por debajo de la señal original a la entrada del preamplificador. Este proceso puede verse gráficamente en la figura 17 donde T_{rec} indica el tiempo de recuperación.

Trampa de la frecuencia de polarización

Esta trampa está constituida por el circuito resonante L_{602} y C_{610}, el cual está sintonizado a la frecuencia del oscilador. Tiene dos funciones que cumplir.

1. Que la frecuencia de polarización no llegue al circuito integrado.
2. Que al formar un circuito de alta impedancia a la frecuencia de polarización y quedar a la salida del circuito integrado, hay que evitar que la tensión de polarización sea atenuada por la impedancia de salida del mismo.

Circuito de borrado

Esta sección está constituida por el transistor TR_{601} que forma un circuito oscilador tipo Colpitts en el que el circuito resonante está formado por los condensadores C_{602}, C_{603} en paralelo y la cabeza borradora. La bobina L_{601} desacopla la tensión en el emisor y el resistor R_{601} polariza el transistor. La red *RC* en serie formada por R_{601} y C_{602} ayuda a disminuir la deformación de la senoide obtenida del oscilador.

Sección de reproducción

La figura 18 muestra el diagrama de bloques del proceso de reproducción. La cabeza reproductora toma la señal de la cinta y la aplica al preamplificador a través de C_{614}; el condensador C_{608} se utiliza para evitar que el preamplificador detecte las señales de RF.

Preamplificador

La sección preamplificadora está formada por medio circuito integrado NE542, la polarización y características se mencionaron en el apartado correspondiente a la grabación.

Red de ecualización

La red de ecualización se encuentra en el lazo de realimentación y está constituido por R_{624}, R_{626}, R_{628}, C_{622}, C_{624} y C_{628}. Su función es realimentar la señal de salida a la entrada inversora del preamplificador, y su acción depende de la frecuencia de tal forma que a la salida del preamplificador se obtiene un refuerzo de bajas frecuencias que decrece 6 dB/octava, como se observa en la curva A de la figura 19. En el proceso de grabación se mencionó que en la respuesta de la cabeza grabadora existe una atenuación para bajas frecuencias que crece 6 dB/octava (curva B). La acción de ecualización consiste en compensar las atenuaciones y refuerzos de las frecuencias para lograr una respuesta plana, curva C, que pueda excitar a un amplificador de potencia.

Oscilador

Tensión de oscilación	26 V eficaces
Frecuencia	53 kHz

Condiciones estáticas

Consumo sin señal:	
– en grabación	54,5 mA
– en reproducción	11,5 mA
Consumo para 10% DAT en reproducción a 1 kHz	9,5 mA
Tensión de alimentación	15 V

Tensiones en el circuito integrado NE542:

Patilla	Tensión (V)
1	0,05
2	1,3
3	0
4	7,52
5	7,2
6	14,85
7	1,2
8	0,03

DETALLES DE CONSTRUCCION Y CONEXIONADO

El circuito descrito está montado en una placa de circuito impreso que se muestra en la figura 30 a tamaño real. La colocación de los componentes sobre la placa de circuito impreso se muestra en la figura 31. Las conexiones a los elementos externos de la placa de circuito impreso, mirando ésta por el lado de las pistas, se muestran en la figura 32.

Finalmente, en la figura 33 se muestra el diagrama esquemático de una instalación estéreo compuesta con el sistema de grabación/reproducción descrito en este artículo. ■

Bibliografía

A. PAZ HUGUET

CIRCUITOS PARA EL HOGAR
Ediciones Cedel. Mallorca, 257. Barcelona-8
Un volumen de 105 páginas (13 x 19 cm). 1978.



La electrónica puede contribuir de forma eficaz y simple al aumento de la confortabilidad y seguridad de las instalaciones domésticas. En efecto, merced a la electrónica es posible mejorar las prestaciones de algunos aparatos (regulación de la velocidad de motores, control de sistemas calefactores, arranque vigoroso de motores, desconexión de seguridad por anomalías en la tensión, etc.)

En este libro, perteneciente a la colección "Monografías de electrónica fácil", se ha procurado de una manera especial que todos los circuitos sean de fácil realización, tanto en su construcción como en la adquisicion de componentes.

Para mayor comodidad se han agrupado los distintos circuitos en seis apartados y cada circuito –a pesar de su sencillez– realiza una función específica. Por otro lado, no existe ningún inconveniente en asociar varios circuitos con el fin de realizar un sistema completo que cumpla unas determinadas especificaciones.

Indice resumido: Introducción. 1. Dispositivos de protección. 2. Controles por nivel de agua. 3. Actuadores por tensión. 4. Variadores de velocidad. 5. Reguladores de iluminación. 6. Temporizadores.

MILTON S. KIVER

ELECTRONICA TRANSISTORIZADA E INTEGRADA
Marcombo S.A. Avda. José Antonio 594. Barcelona-7
Un volumen de 654 páginas (17 x 24 cm). 1978.



Este libro está destinado a técnicos en electrónica así como a aquellos otros que deseen alcanzar un conocimiento del funcionamiento de los transistores y semiconductores y sus aplicaciones. La exposición comienza con la teoría electrónica moderna y continúa con el funcionamiento de diodos y transistores, sus características y técnicas de fabricación. Se dedica un capítulo aparte al estudio de los transistores de efecto de campo, dada la creciente importancia de estos dispositivos.

En los capítulos 6, 7, 9, 10 y 11 se da una amplia gama de aplicaciones de los transistores y circuitos integrados en amplificadores, osciladores, radio AM y FM, computadores y televisión. Todas las explicaciones del circuito se hacen paso a paso y sin utilizar cálculos matemáticos de dificultad apreciable. El capítulo 8 está dedicado al estudio de los circuitos integrados.

El capítulo 12 concentra la atención sobre otros dispositivos de estado sólido y los mecanismos que se han desarrollado para hacerlos prácticos: diodos Gun, diodos emisores de luz (LED), fotodiodos, diodos zener, diodos varicap, tiristores, etc.

En el capítulo 13 se introduce al lector en el diseño de circuitos con transistores. En el capítulo 14 se da una explicación de las distintas precauciones que hay que tener en cuenta en la reparación de circuitos con transistores así como un método para dichas reparaciones. Finalmente, en el capítulo 15 se incluye una serie de experimentos con transistores, sencillos y fáciles de realizar que ofrecen un camino para adquirir experiencias valiosas.

MARIANO MATAIX

DICCIONARIO DE ELECTRONICA, INFORMATICA Y CENTRALES NUCLEARES
Marcombo S.A. Avda. José Antonio 594. Barcelona-7
Un volumen de 650 páginas (17 x 24,5 cm). 1978



La ciencia y la técnica son fuente de abundante literatura técnica en la que prevalece el inglés como lengua de uso común. Ante dicha literatura los técnicos de habla castellana precisan de ayudas en forma de explicación y adecuada traducción de los términos implicados.

A este fin, el autor ha concebido este diccionario, nueva versión de su antiguo "Diccionario de Electrónica y Energía Nuclear, Inglés-Español", en la que se incluyen más de 12.000 voces pertenecientes a electrónica, informática y centrales nucleares.

La presentación se ha realizado en dos partes claramente diferenciadas en papel de distinto color para la rápida y fácil localización. La primera la forman los términos en inglés con su correspondiente en castellano y una concisa pero clara definición de su significado. La segunda parte la forma el vocabulario español-inglés.

J.P. OEHMICHEN

COMO DEBEN EMPLEARSE LOS CIRCUITOS INTEGRADOS
Paraninfo. Magallanes 25. Madrid 15
Un volumen de 620 páginas (21,5 x 15,5 cm). 1978



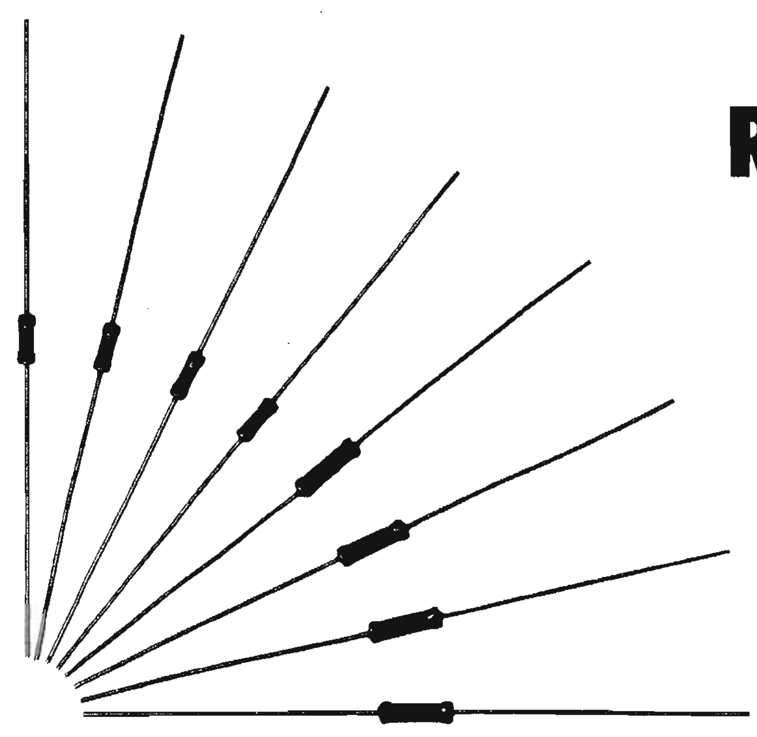
La utilización de los circuitos integrados ofrece particularidades muy interesantes desde el punto de vista de los límites realizables y de la fiabilidad. Además, en muchos casos, el empleo de circuitos integrados lleva consigo una reducción importante en el precio de las realizaciones.

Este libro estudia la estructura, funcionamiento y aplicaciones de los circuitos integrados tanto analógicos como digitales. El autor ha dedicado más atención a estos últimos porque considera que los circuitos analógicos son de más fácil comprensión para el usuario habituado a los transistores clásicos.

Por lo tanto, este libro está dedicado a los técnicos que deseen ponerse al día en el uso de circuitos integrados.

Indice resumido:

1. Estructuras.
2. Notaciones y definiciones de los circuitos lógicos.
3. Estructuras de los circuitos de compuerta.
4. Circuitos combinatorios complejos.
5. Basculadores.
6. Memorias y registros de desplazamiento.
7. Cómputo binario.
8. Cómputo decimal.
9. Otros empleos de los circuitos lógicos integrados.
10. Empleo práctico de los circuitos lógicos integrados en montajes.
11. Amplificadores operacionales integrados.
12. Comparadores y otros tipos de amplificadores integrados.
13. Los estabilizadores de tensión integrados.
14. Evolución probable y porvenir de los circuitos integrados.

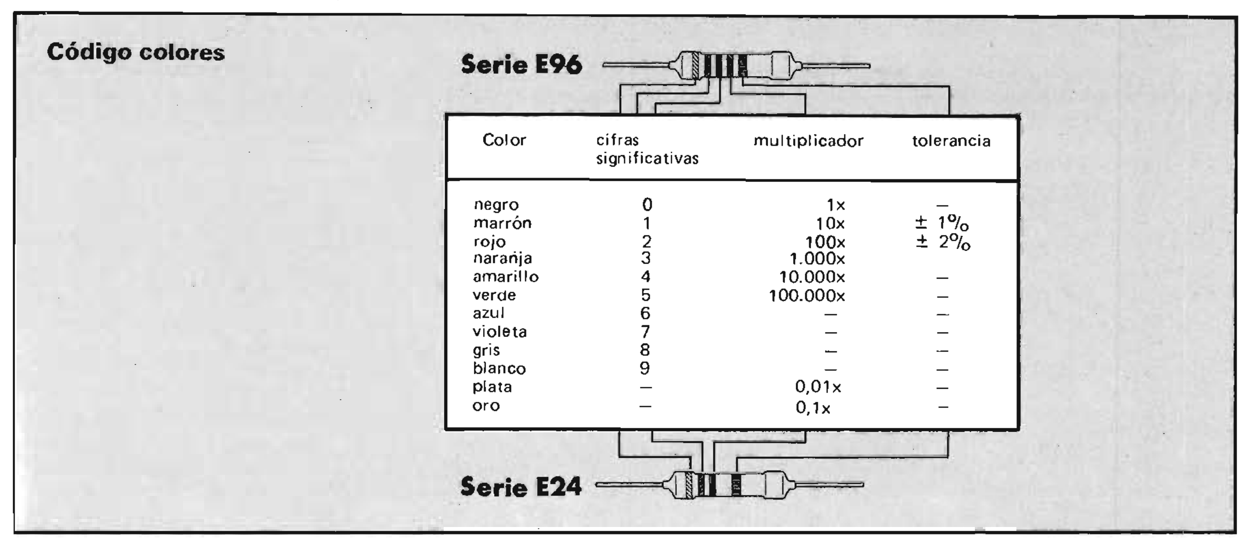


RESISTENCIAS DE PELICULA METALICA LACADAS

Resistencias de tipo profesional también empleadas frecuentemente en equipos domésticos.
Cumplen las normas más estrictas necesarias para equipos de prueba y medida, equipos de comunicación, etc. La laca es no inflamable y resistente a los disolventes normalmente usados.

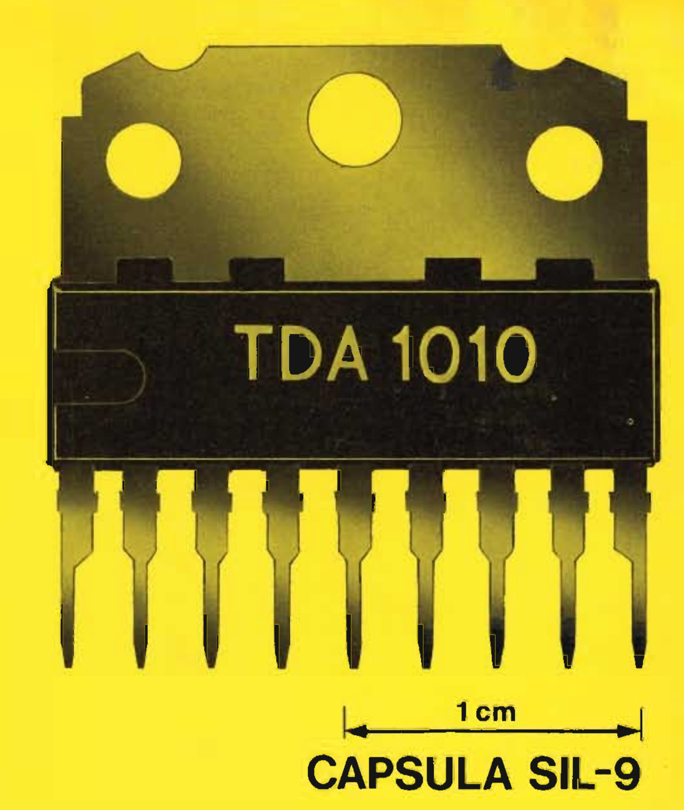
Tipo	Tensión límite Vef	Disipación máx. a 70°C W	Margen de resistencia	Tolerancia ± %	Serie	Coeficiente de temperatura ± ppm/°C.	Dimensiones (mm) ←28±2→←L→←28±2→ 0,6ø øD	
							D máx.	L máx.
MR25	250	0,4	4,99 Ω a 681 kΩ 1 Ω a 680 kΩ	1 2	E96 E24	50 * 100	2,5	6,5
MR30	350	0,5	4,99 Ω a 1 MΩ 5,1 Ω a 1 MΩ	1 2	E96 E24	50 * 100	3	10

* para valores ⩽ 49,9 Ω = 100 ppm/°C.



Color	cifras significativas	multiplicador	tolerancia
negro	0	1x	–
marrón	1	10x	± 1%
rojo	2	100x	± 2%
naranja	3	1.000x	
amarillo	4	10.000x	–
verde	5	100.000x	–
azul	6	–	–
violeta	7	–	–
gris	8	–	–
blanco	9	–	–
plata	–	0,01x	–
oro	–	0,1x	–

circuitos integrados de potencia

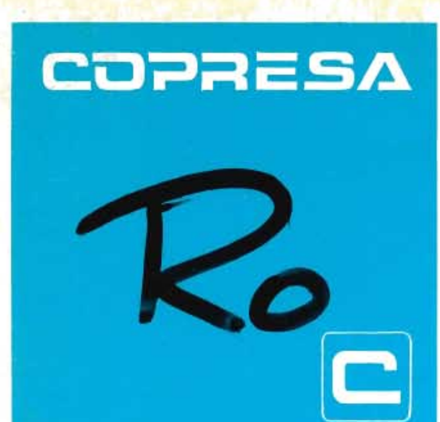


CAPSULA SIL-9

y más tipos en desarrollo para potencias de hasta 20 W con el nuevo encapsulado SIL-9

	TENSION ALIMENTACION (V)	POTENCIA SALIDA (DIST. 10%) Po (W)	Vs (V)	RL (Ω)	RESPUESTA EN FRECUENCIAS (—3dB)	OBSERVACIONES	CAPSULA
TCA760	10 (14Vp)	1,1	9	8	75Hz a 18kHz	(1)	DIL-16
TCA160C	14 (18Vp)	2,6	14	8	60Hz a 20kHz	(1)	DIL-16
TDA1004A	9 a 20	3,5 6 9	14 14 14	8 4 2	40Hz a 15kHz	Suministra una corriente filtrada para alimentación de otros circuitos (<150mA) (1) (2)	DIL-16
TDA2610A	15 a 35	4 7	25	15	15kHz	Para TV (consumo constante). Puede ser alimentado a partir del transformador de salida de líneas	DIL-16
TDA2611A	6 a 35	5	25	15	15kHz	(2) impedancia de entrada hasta 1 MΩ	SIL-9
TDA1009	5 a 24	2 x 3,4 2 x 6	16 16	8 4	15kHz	Para estéreo. Separación entre canales 42 dB. (1) (2)	DIL-16
TDA1010	20 (24Vp)	6	14	4	15kHz	(1) (2)	SIL-9

(1) Protección contra cortocircuitos en la carga
(2) Protección térmica del cristal



Revista "Miniwatt" signetics

Vol. 18 - Núm. 10

50 Ptas.

Placas I.M.S.

Revista Miniwatt

VOLUMEN 18 - Número 10

NOVIEMBRE 1979



INDICE

Publicada por:

COMPAÑIA DE PRODUCTOS ELECTRONICOS "COPRESA", S. A.

Revista MINIWATT
Balmes, 22 - Barcelona-7

SUSCRIPCION ANUAL
(11 números) 450 Ptas.
PRECIO EJEMPLAR 50 Ptas.
CAMBIO DOMICILIO.25 Ptas.

ISSN 0210-2641
Depósito Legal B.18.387-61
GRAFESA - Nápoles, 249 - Barcelona

EDITORIAL

La orientación del mercado hacia el uso de hardware estándar para aplicaciones específicas y de útiles económicos para el diseño de software, ha motivado la aparición en el mercado de placas listas para configurar cualquier equipo con microprocesadores a falta de la realización de su software específico.

COPRESA, como se ha podido ver en SONIMAG, ha presentado dos series de placas siguiendo dicha orientación del mercado, destacando el microordenador IMS con la unidad de programación MODEST.

Dentro de la línea de útiles económicos para estudio y diseño del software, se ha presentado también el INSTRUCTOR 50. Entendiendo que puede ser interesante la divulgación de cualquier nuevo desarrollo realizado con el INSTRUCTOR 50, agradeceremos remita a esta Revista los trabajos realizados para su posible publicación.

En SONIMAG se ha presentado la primera acción conjunta en donde el posible usuario ha podido encontrar a un fabricante de componentes (COPRESA) y a un constructor de equipos (EXSA) que ofrecen la garantía conjunta de suministros y calidad tecnológica, tanto en el componente específico como en la aplicación de dicho componente.

Unidad central de proceso de un microcomputador con microprocesador 2650

El microprocesador 2650 de 8 bits constituye la unidad central de un computador de una dirección con barras de datos y direcciones independientes y puede por lo tanto ser utilizado para realizar el diseño de un microcomputador de aplicación general de una capacidad máxima de memoria de 32 K.

1. Introducción

En este artículo se describe la unidad central de proceso de un microcomputador que posee como elemento central el microprocesador 2650 y los circuitos necesarios para realizar las funciones deseadas:

a) los generadores de impulsos del microprocesador y del transmisor-receptor serie;
b) amplificadores de las barras de dirección y datos y de las señales de control del microprocesador 2650 para poder acoplarlo a un número elevado de periféricos y a una memoria de 32 K;
c) circuitos decodificadores para generar las señales de control de los amplificadores antes citados y de los periféricos que no utilizan la barra de direcciones (NON-EXTENDED);
d) circuito generador de los vectores de interrupción, puesta a cero inicial y memoria de direcciones de salto de las interrupciones;
e) transmisor-receptor serie para la comunicación con un periférico de acceso serie;
f) circuitos de entrada y salida de los periféricos que no utilizan la barra de direcciones (NON-EXTENDED).

En sucesivos apartados se describirá cada uno de los circuitos citados que se representan en el esquema de la figura 1.

2. Generadores de impulso

Se utiliza uno para el microprocesador y otro para el transmisor-receptor asíncrono. Ambos están constituidos por sendos inversores en serie, el primero de los cuales se realimenta a través de una resistencia para que trabaje en régimen lineal.

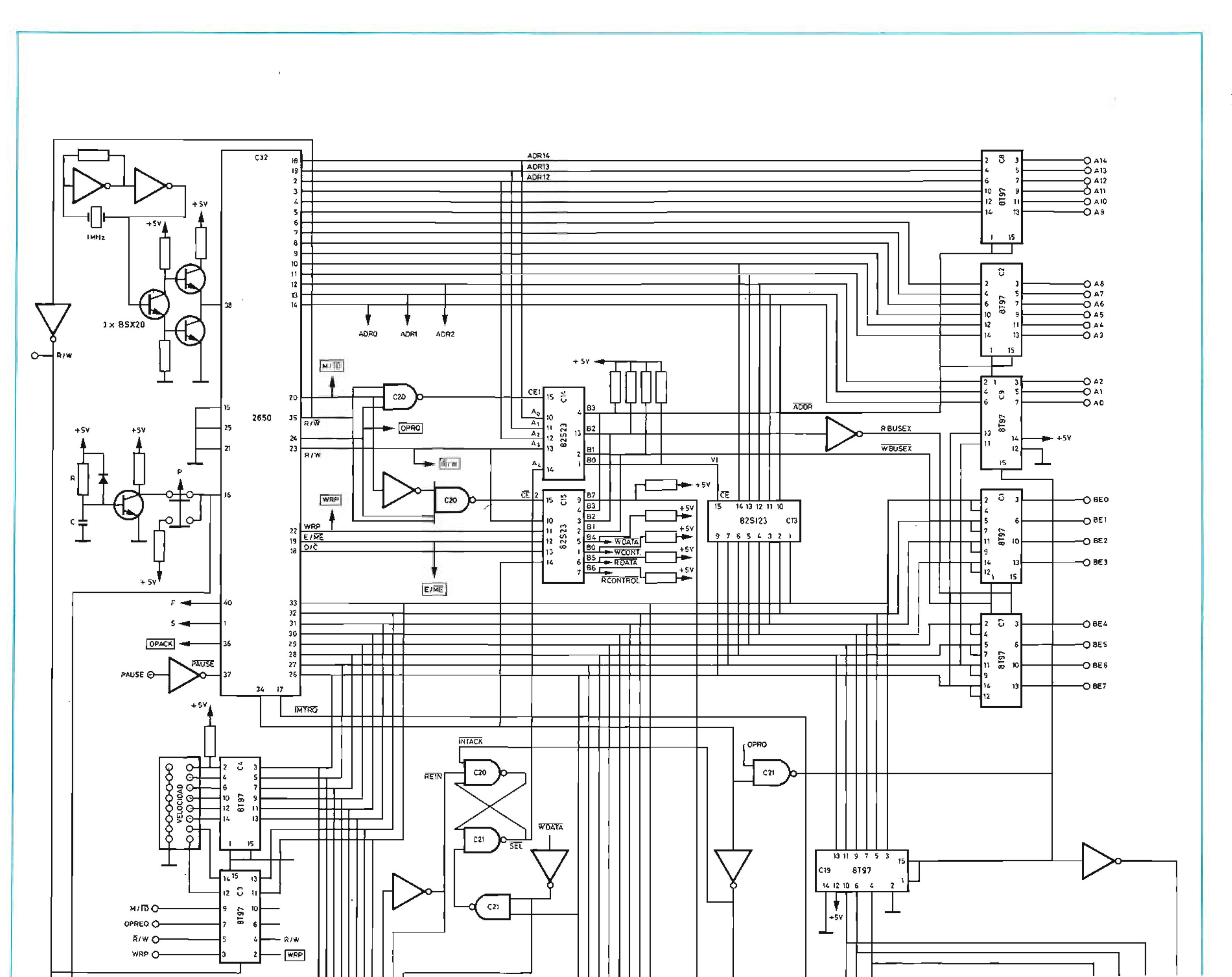
El conjunto de ambos inversores se realimenta a través de un cristal de cuarzo y constituye un generador de impulsos de frecuencia muy estable. La señal de este generador se aplica a una etapa conmutadora constituida por un transistor BSX20 en montaje divisor de fase acoplado a una etapa de salida con carga activa. La finalidad de esta etapa es la de mejorar los tiempos de conmutación de las señales del generador de impulsos.

3. Amplificadores de las barras de dirección y de datos y de las señales de control

Los terminales del microprocesador 2650 tienen una cargabilidad limitada y por ello cuando deben ser conectados a un número elevado de elementos externos ya sean memorias o periféricos no pueden serlo directamente sino a través de amplificadores.

Los amplificadores de la barra de dirección son unidireccionales y están constituidos por circuitos de acoplamiento 8T97 (*C8, C2* y parte del *C9*), constituidos por amplificadores no inversores con salida de tres estados. La señal de control de estos amplificadores recibe la denominación $\overline{\text{ADDR}}$ y los desinhibe cuando adopta el nivel lógico cero.

Los amplificadores de la barra de datos son bidirec-


2650
C32
1MHz
3 x BSX20
R/W
ADR0
ADR1
ADR2
ADR12
ADR13
ADR14
M/IO
OPRQ
WRP
E/ME
D/C
IMYRQ
F
S
OPACK
PAUSE
R
C
P
C20
C21
82S23
C14
C15
82S123
C13
CE1
CE
ADDR
RBUSEX
WBUSEX
WDATA
WCONT.
RDATA
RCONTROL
+5V
8T97
C8
C2
C9
C1
C7
C4
C3
C19
A14
A13
A12
A11
A10
A9
A8
A7
A6
A5
A4
A3
A2
A1
A0
BE0
BE1
BE2
BE3
BE4
BE5
BE6
BE7
VELOCIDAD
INTACK
REIN
SEL
OPREQ

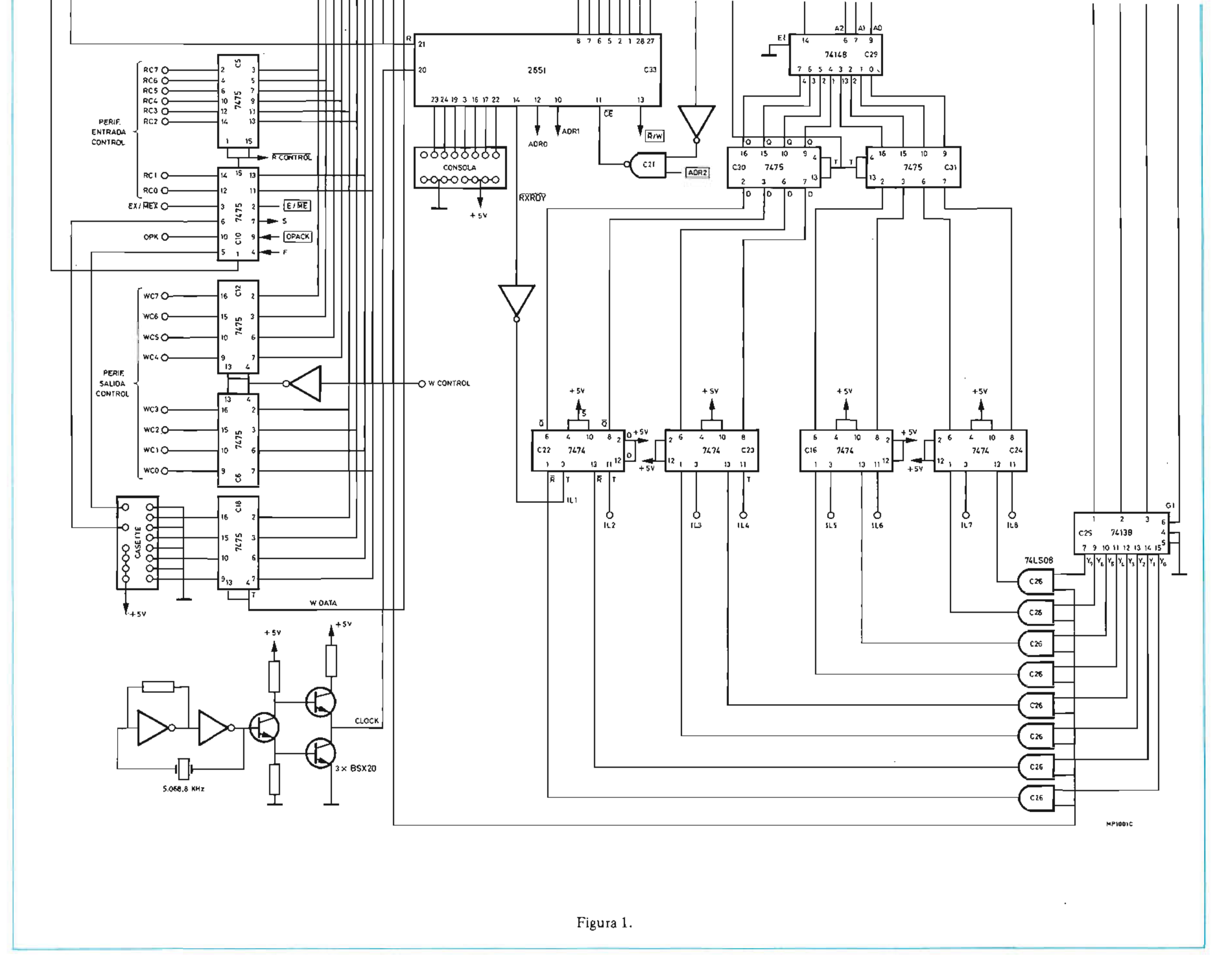

2651
C33
CONSOLA
+5V
ADR0
ADR1
R/W
ADR2
C21
RXRDY
74148
C29
7475
C30
C31
7474
C22
C23
C16
C24
IL1
IL2
IL3
IL4
IL5
IL6
IL7
IL8
74138
C25
74LS08
C26
MP1001C
RC7
RC6
RC5
RC4
RC3
RC2
PERIF. ENTRADA CONTROL
C5
R CONTROL
RC1
RC0
EX/REX
E/RE
S
OPK
OPACK
F
C10
WC7
WC6
WC5
WC4
C12
PERIF. SALIDA CONTROL
W CONTROL
WC3
WC2
WC1
WC0
C6
CASETTE
C18
W DATA
CLOCK
3 × BSX20
5.068,8 KHz

Figura 1.

cionales y están constituidos por circuitos 8T28 (*C1* y *C7*) que son amplificadores no inversores que se conectan exteriormente en antiparalelo. Estas puertas están controladas por las señales RBUSEX y $\overline{\text{WBUSEX}}$ procedentes del circuito decodificador. Cuando la señal RBUSEX se encuentra en nivel lógico uno, el contenido de la barra de datos del microprocesador aparece en los terminales externos BE0 a BE7. Si la señal $\overline{\text{WBUSEX}}$ se encuentra en nivel lógico cero, el estado de los terminales BE0 a BE7 aparece en la barra de datos del microprocesador. Como es natural, los dos estados anteriormente indicados para RBUSEX y $\overline{\text{WBUSEX}}$ no pueden ser adoptados simultáneamente, para lo cual se ha diseñado adecuadamente el circuito decodificador (apartado 4).

Las señales de control del microprocesador $\text{M}/\overline{\text{IO}}$, $\overline{\text{R}}/\text{W}$, OPRQ y WRP no tienen la cargabilidad (fan-out) adecuada para ser conectadas a un número elevado de circuitos. Por ello se conectan a amplificadores seguidores constituidos por parte de un circuito 8T97 (*C3*) y los terminales de estos amplificadores se unen al conectar. De igual forma, las señales de control $\text{E}/\overline{\text{NE}}$ y OPACK, y la entrada serie (S) y la salida serie (F) del microprocesador se conectan al exterior a través de cuatro amplificadores no inversores contenidos en un circuito 8T97 (*C10*). Las entradas de control de inhibición de todos los amplificadores citados se conectan a la señal $\text{RUN}/\overline{\text{WAIT}}$ que se activa (nivel cero lógico) cuando el microprocesador está ejecutando instrucciones y se desactiva (nivel lógico uno) cuando el microprocesador se para.

4. Circuitos decodificadores

Consiste en esencia en dos memorias pasivas programables del tipo 82S23 (*C14* y *C15*). El circuito *C14* decodifica las señales de control de las transferencias con la memoria externa. Para ello su entrada de desinhibición ($\overline{\text{CE}}$) se conecta a una puerta NO-Y de tres entradas contenida en el circuito *C20* que realiza la ecuación lógica:

$$\overline{\text{CE1}} = \overline{\text{RUN}/\overline{\text{WAIT}} \cdot \text{OPRQ} \cdot \text{M}/\overline{\text{IO}}}$$

$\overline{\text{CE1}}$ se activa solamente cuando el microprocesador ejecuta instrucciones ($\text{RUN}/\overline{\text{WAIT}} = 1$), la señal OPRQ se encuentra en nivel uno, y el microprocesador ejecuta una instrucción de operación con memoria ($\text{M}/\overline{\text{IO}} = 1$).

El circuito *C15* decodifica las señales de control de las transferencias de entrada salida y para ello su entrada de desinhibición $\overline{\text{CE2}}$ se conecta a una puerta NO-Y de tres entradas contenida también en el circuito *C20* que realiza la ecuación:

$$\overline{\text{CE2}} = \overline{\text{RUN}/\overline{\text{WAIT}} \cdot \text{OPRQ} \cdot \overline{\text{M}}/\text{IO}}$$

Las señales de control $\overline{\text{ADDR}}$, $\overline{\text{RBUSEX}}$ y $\overline{\text{WBUSEX}}$ son comunes a las transferencias de información con la memoria y con los periféricos. Por ello, para generarlas se unen entre sí las salidas correspondientes de ambas memorias pasivas *C14* y *C15*, constituyendo un montaje Y por conexión.

Las señales $\overline{\text{ADDR}}$, $\overline{\text{RBUSEX}}$ y $\overline{\text{WBUSEX}}$ bajan al nivel lógico cero cuando adopta este nivel lógico cualquiera de los terminales de ambas memorias unidas entre sí.

El circuito *C14* genera también la señal VI que se conecta a la entrada de desinhibición $\overline{\text{CE}}$ del circuito *C13* constituido por una memoria pasiva 82S123 que almacena las direcciones de inicio de las subrutinas de atención de los distintos periféricos acoplados por interrupción.

En la tabla 1 se indica el contenido de la memoria pasiva *C14*, cuyas variables de entrada son los bits más significativos de la dirección ADR14, ADR13 y ADR12, la señal de control de escritura-lectura $\overline{\text{R}}/\text{W}$ y la salida SEL del biestable *R-S* constituido por dos puertas NO-Y (circuito *C20* y *C21*) y cuyo modo de operación se describe en el apartado 5.

El circuito *C15* genera además de las señales $\overline{\text{ADDR}}$, $\overline{\text{RBUSEX}}$ y $\overline{\text{WBUSEX}}$ antes citadas, las señales de control de los periféricos DATA y CONTROL que no utilizan la barra de datos. Dichas señales reciben las denominaciones: $\overline{\text{WDATA}}$, $\overline{\text{WCONTROL}}$, $\overline{\text{RDATA}}$ y $\overline{\text{RCONTROL}}$. Las variables de dirección de esta memoria son las señales de control del microprocesador $\text{E}/\overline{\text{NE}}$, $\text{D}/\overline{\text{C}}$, WRP y $\overline{\text{R}}/\text{W}$ y la señal de aceptación de interrupción INTACK. Su tabla de verdad se representa en la tabla 2.

5. Circuito de puesta a cero inicial y tratamiento de las interrupciones

Una de las especificaciones que se decidieron al diseñar esta unidad central de proceso fue que el programa monitor estuviese situado en la parte alta de la memoria a fin de que la parte baja de la misma (las posiciones desde 0 a 8 K) quedasen libres para poder colocar en ellas los programas que desarrollase el utilizador del microcomputador. Para ello es necesario tener en cuenta que la puesta a cero inicial coloca en estado cero el contador de programa del microprocesador y que los vectores de interrupción introducidos a través de la barra de datos direccionan las primeras o últimas posiciones de los primeros 8 K de la memoria.

Se logra que ambos requisitos sean compatibles mediante los siguientes circuitos:

a) un biestable *R-S* activado por niveles formado por dos

Tabla 1. *Circuito integrado C14 (82S23).*

A4	A3	A2	A1	A0	B3	B2	B1	B0
0	0	0	0	0	0	0	1	0
0	0	0	0	1	1	1	1	0
0	0	0	1	0	1	1	1	0
0	0	0	1	1	1	1	1	0
0	0	1	0	0	1	1	1	0
0	0	1	0	1	1	1	1	0
0	0	1	1	0	1	1	1	0
0	0	1	1	1	1	1	1	0
0	1	0	0	0	0	0	1	1
0	1	0	0	1	1	0	0	0
0	1	0	1	0	1	0	0	0
0	1	0	1	1	1	0	0	0
0	1	1	0	0	1	0	0	0
0	1	1	0	1	1	0	0	0
0	1	1	1	0	1	0	0	0
0	1	1	1	1	1	0	0	0
1	0	0	0	0	1	1	1	0
1	0	0	0	1	1	1	1	0
1	0	0	1	0	1	1	1	0
1	0	0	1	1	1	1	1	0
1	0	1	0	0	1	1	1	0
1	0	1	0	1	1	1	1	0
1	0	1	1	0	1	1	1	0
1	0	1	1	1	1	1	1	0
1	1	0	0	0	1	0	0	0
1	1	0	0	1	1	0	0	0
1	1	0	1	0	1	0	0	0
1	1	0	1	1	1	0	0	0
1	1	1	0	0	1	0	0	0
1	1	1	0	1	1	0	0	0
1	1	1	1	0	1	0	0	0
1	1	1	1	1	1	0	0	0

$\overline{CE_1} = \overline{RUN/\overline{WAIT} \cdot OPRQ \cdot M/\overline{IO}}$.

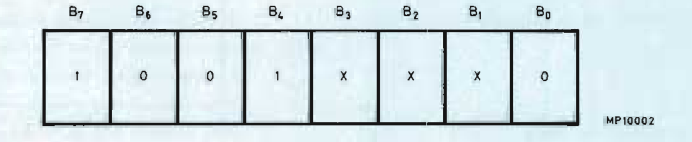
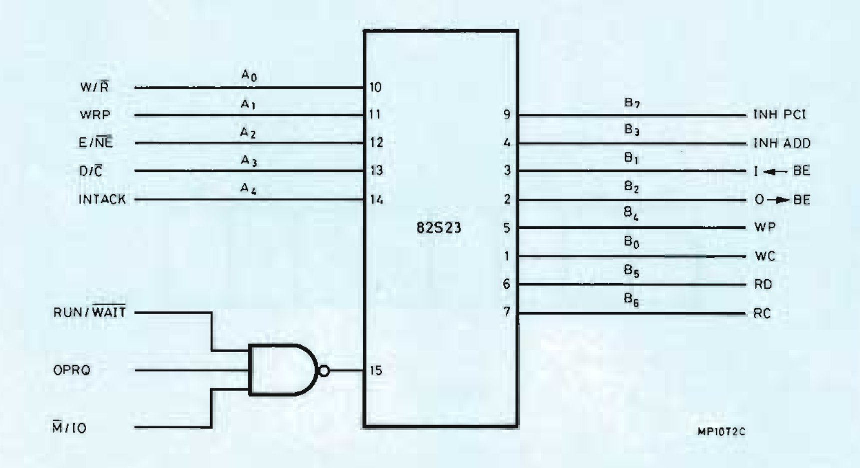


Figura 2.

Tabla 2. *Circuito integrado C15 (82S23).*

A4	A3	A2	A1	A0	B0	B1	B2	B3	B4	B5	B6	B7
0	0	0	0	0								
0	0	0	0	1								
0	0	0	1	0							0	
0	0	0	1	1	0							
0	0	1	0	0		0		0				0
0	0	1	0	1				0				
0	0	1	1	0				0				
0	0	1	1	1			0	0				0
0	1	0	0	0								
0	1	0	0	1								
0	1	0	1	0						0		
0	1	0	1	1					0			
0	1	1	0	0		0		0				0
0	1	1	0	1				0				
0	1	1	1	0				0				
0	1	1	1	1			0	0				0
1	0	0	0	0								
1	0	0	0	1								
1	0	0	1	0								
1	0	0	1	1								
1	0	1	0	0								
1	0	1	0	1								
1	0	1	1	0								
1	0	1	1	1								
1	1	0	0	0								
1	1	0	0	1								
1	1	0	1	0								
1	1	0	1	1								
1	1	1	0	0								
1	1	1	0	1								
1	1	1	1	0								
1	1	1	1	1								

$$\overline{CE_2} = \overline{RUN/\overline{WAIT} \cdot OPRQ \cdot \overline{M}/IO}.$$



puertas NO-Y contenidas en los circuitos *C20* y *C21* y cuya salida recibe el nombre de SEL;

b) el circuito de petición de interrupción constituido por los biestables *C16, C22, C23* y *C24*, las memorias sincronizadas por niveles *C30* y *C31*, el codificador con prioridad *C29*, los amplificadores no inversores *C19*, el decodificador *C25* y las puertas Y *C26* y *C27*;

c) la memoria pasiva programable *C15* del tipo 82S123.

A continuación se describe el funcionamiento del sistema formado por la interconexión de los circuitos que acabamos de indicar.

El terminal de puesta a cero (Reset) se conecta a un circuito de puesta a cero que combina las características de actuar automáticamente al dar tensión al circuito y la de permitir una puesta a cero manual. Esta última acción se logra actuando sobre el pulsador *P* que pone el terminal 16 del microprocesador a nivel lógico uno.

La puesta a cero automática la realiza el circuito *RC* y el transistor *T*. La señal de puesta a cero se conecta también a la entrada correspondiente del transmisor-receptor serie y a la entrada de un inversor cuya salida ($\overline{\text{REIN}}$) se conecta a una entrada de puesta uno del biestable de selección (SEL).

De esta forma, al activarse la señal de puesta a cero se pone en este nivel la señal $\overline{\text{SEL}}$ y el microprocesador inicia la búsqueda de instrucciones en la memoria 82S123 cuyo contenido se indica en la tabla 3.

La primera instrucción, de dos octetos, está situada en las posiciones 0 y 1 de la memoria y realiza una inhibición de las interrupciones colocando en estado uno el bit B5 de la palabra de estado alta (PSU). En las posiciones 2, 3 y 4 se coloca una instrucción de salto incondicional a la posición situada en los 28 K de la memoria en la cual comienza el programa monitor. La primera instrucción de este monitor coloca en un registro el número hexadecimal 80 y la siguiente constituye una instrucción de salida de esa información al periférico DATA. En ese instante se activa la señal $\overline{\text{WDATA}}$ (pasa al nivel cero) generada por la memoria pasiva *C15* y se pone a cero el biestable de selección ($\overline{\text{SEL}} = 1$). De esta forma la señal VI pasa al nivel uno y se pone en tercer estado la salida de la memoria 82S123. Se logra así la desaparición de dicha memoria y se puede utilizar la memoria externa a partir de la posición 0.

Estudiaremos ahora la forma de funcionamiento del circuito de interrupción que está previsto para un máximo de ocho periféricos con prioridad fija por cableado (hardware).

La petición de interrupción está constituida por un flanco de subida de cero a uno que, procedente del periférico correspondiente (señal IL1 a IL8) se aplica a la entrada *T* de un biestable *D* activado por flancos (circuitos *C16, C22, C23* y *C24*). Las salidas $\overline{Q}$ de los biestables se conectan a las entradas *D* de otros tantos biestables *D* cerrojo (latch) contenidos en los circuitos *C30* y *C31*. Las salidas *Q* de estos biestables se conectan a las entradas de un codificador con prioridad constituido por el circuito integrado *C29* (tipo 74148). Las salidas de este codificador se conectan a la barra de datos a través de puertas de tres estados para hacerlas aparecer en ella en el instante adecuado. Además se conectan a las entradas del circuito decodificador *C25* (tipo 74138) cuyas salidas se unen a una de las entradas de unas puertas Y (circuitos *C26* y *C27*) que actúan realmente como una puerta O de ceros lógicos. Las salidas de estas puertas Y se conectan a las entradas $\overline{R}$ de los biestables *D* activados por flancos que memorizan la petición de interrupción. Describiremos a continuación la forma de operar de estos circuitos.

Mientras el microprocesador no recibe ninguna petición de interrupción (el terminal de Petición de interrupción $\overline{\text{INTRQ}}$ se encuentra a nivel lógico uno), la señal de Aceptación de interrupción INTACK se mantiene en nivel lógico cero y de esta forma la entrada *T* de los biestables *D* cerrojo (circuitos *C30* y *C31*) se encuentra en nivel uno y cualquier variación en las entradas *D* aparece en la salida *Q* correspondiente.

La señal $\overline{\text{REIN}}$ de puesta a cero se conecta a una de las entradas de las puertas Y contenidas en los circuitos *C26* y *C27*. Al producirse la puesta a cero, pasa al estado cero la salida de esas puertas Y que están conectadas a la entrada $\overline{R}$ de los biestables de petición de interrupción. De esta forma se logra poner estos biestables en estado cero ($\overline{Q} = 1$) en el instante inicial de dar tensión al sistema o al accionar el pulsador de puesta a cero. Cuando se produce una petición de interrupción (alguna de las señales IL1 a IL8 conmuta de cero a uno) la salida $\overline{Q}$ del biestable *D* activado por flancos correspondientes pasa al nivel cero. Dicho estado aparece en la entrada *D* del biestable *D* cerrojo conectada a la salida $\overline{Q}$ y por estar la entrada *T* en nivel uno, como se indicó anteriormente, la salida *Q* pasa al nivel cero y aplica dicho nivel en una de las entradas del codificador con prioridad *C29*.

Cuando una de las entradas de este circuito pasa al nivel cero, su salida *GS*, conectada a la entrada $\overline{\text{INTRQ}}$ del microprocesador 2650, pasa también a dicho estado. De esta forma, la petición de interrupción alcanza al microprocesador que termina la instrucción en curso de ejecución y en el caso de que su biestable de inhibición de interrupciones se encuentre en nivel cero, abandona el programa principal y se prepara para atender la interrupción. Para ello conmuta al nivel uno la señal INTACK y espera que mientras dura dicho nivel, el circuito externo haga aparecer en la barra de datos un vector que le indique la posición de memoria donde comienza la subrutina de atención al periférico que pidió interrupción.

Al pasar INTACK al nivel uno, la entrada *T* de los biestables *D* cerrojo pasa al nivel cero y de esta forma

queda memorizada la información contenida en ellos. La señal INTACK se aplica también a una de las entradas de una puerta NO-Y contenida en el circuito *C21* a cuya salida se tiene la función $\overline{\text{INTACK} \cdot \text{OPRQ}}$. Cuando ambas señales INTACK y OPRQ adoptan el nivel uno lógico, se desinhiben las puertas de tres estados de los amplificadores del circuito *C9*. De esta forma aparece en la barra de datos el vector de interrupción indicado en la figura 2. Los bits B3, B2 y B1 coinciden con las salidas A2, A1 y A0 del codificador con prioridad. En la tabla 5 se indican los vectores que aparecen en la barra de datos cuando conmutan de cero a uno las señales IL1 a IL8. En el caso de que dos o más de ellas cambien de cero a uno simultáneamente, en la barra de datos aparece la correspondiente a la de menor número decimal. La subida a uno de la señal INTACK realiza una puesta a uno del biestable de selección ($\overline{\text{SEL}} = 0$) y coloca simultáneamente el vector de interrupción en la barra de datos. Se observa que todos los vectores citados poseen un uno en el bit B7. Por lo tanto el microprocesador ejecutará un salto a subrutina con direccionamiento indirecto. Por ejemplo, si la señal que se activó fue IL5, el microprocesador ejecutará un salto indirecto a la subrutina cuya dirección inicial está colocada en las direcciones 24 y 25 de la memoria 82S123. En la tabla 3 se indica el contenido de las posiciones de la citada memoria. Al inicio de cada subrutina de interrupción se coloca una instrucción de salida al periférico DATA del número hexadecimal 80 que vuelve a poner en uno la variable SEL.

La salida A2, A1 y A0 del codificador con prioridad se conectan a las entradas *C*, *B* y *A* de un decodificador cuya entrada de inhibición *GI* está controlada mediante el producto lógico INTACK · OPRQ. De esta forma, cuando ambas variables pasan al estado uno, se activa (pasa al nivel cero) la salida del decodificador correspondiente al periférico cuya interrupción ha sido aceptada y se pone a cero su biestable de petición de interrupción a través de la puerta Y conectada a su entrada *R*.

La máxima prioridad de interrupción ha sido asignada al receptor serie. Cuando este ha recibido un carácter, pasa al nivel cero la señal $\overline{\text{RX RDY}}$ y conmuta al nivel uno la señal de petición de interrupción IL1.

6. Transmisor-receptor serie

El envío o recepción de información en serie entre un microprocesador y el exterior es de uso frecuente para la interconexión con determinados periféricos. Para realizar las acciones necesarias se ha dotado a la unidad central de proceso de un transmisor receptor serie (PC1) constituido por el circuito de gran escala de integración 2651, que es un periférico programable.

Este circuito posee un conjunto de ocho terminales a través de los cuales se puede enviar información en ambos sentidos y que son directamente conectables a la barra de datos (terminales *D0* a *D7*). Posee también una entrada de puesta a cero *R* conectada al circuito general de puesta a cero descrito en el apartado 5.

Tal como se indicó anteriormente este circuito es programable y posee dos registros de modo de operación y otro de señales de control para permitir la unión directa a un modem. Estos registros pueden ser escritos y leidos por el microprocesador. Por lo tanto, mediante las instrucciones adecuadas situadas en el programa se puede modificar la forma de realizar la transmisión.

El transmisor-receptor posee una entrada de selección de escritura-lectura ($\overline{\text{R}}$/W) que se conecta al terminal correspondiente del microprocesador para que éste pueda decidir si lee el contenido de uno de sus registros o introduce información en él.

La señal de desinhibición del transmisor-receptor $\overline{\text{CE}}$ (activa con un cero lógico) se genera mediante una puerta NO-Y situada en el circuito *C21* que realiza la función:

$$\overline{\text{CE}} = \overline{\overline{\text{B7}}\ \text{ADR2}}$$

B7: salida de la memoria pasiva *C15* (ver tabla 2).
ADR2: bit dos de la barra de direcciones del microprocesador.

Los bits A0 y A1 del transmisor-receptor se conectan a los correspondientes ADR0 y ADR1 de la barra de direcciones del microprocesador y permiten seleccionar los diferentes registros tal como se indica en la tabla 4. Existen dos registros de modo MR1 y MR2 y el acceso a ellos se realiza de forma secuencial a partir de una puesta a cero del transmisor-receptor. El registro de estado es el que indica en que estado interno se encuentra el transmisor-receptor y solo puede ser leido por el microprocesador. Existen tres registros para almacenar los caracteres de sincronismo y de control (SYN1, SYN2 y DLE en la transmisión síncrona) que se seleccionan secuencialmente.

Para un estudio de las características del transmisor-receptor se remite al lector a las hojas de características del circuito 2651 (PCI).

Las señales de control y de entrada y salida serie se conectan a un zócalo de dieciséis terminales que se une al periférico a través de un cable plano (flat cable).

7. Circuitos de entrada y salida de los periféricos que no utilizan la barra de direcciones

El microprocesador 2650 posee cuatro periféricos, dos de entrada y dos de salida que no utilizan la barra

Tabla 3.

$\overline{CE}$	A4	A3	A2	A1	A0	B7	B6	B5	B4	B3	B2	B1	B0
1	X	X	X	X	X			Tercer estado					
0	0	0	0	0	0			Inhibición de					
0	0	0	0	0	1			interrupción					
0	0	0	0	1	0								
0	0	0	0	1	1			Salto incondicional					
0	0	0	1	0	0			a 28K					
0	0	0	1	0	1								
0	0	0	1	1	0								
0	0	0	1	1	1								
0	0	1	X	X	X								
0	1	0	0	0	0			Salto subrutina IL1					
0	1	0	0	0	1								
0	1	0	0	1	0			Salto subrutina IL2					
0	1	0	0	1	1								

Tabla 4.

ADR2	ADR1	ADR0	$\overline{R}$/W	Acción
1	0	0	0	Lectura del Registro Receptor
1	0	0	1	Escritura del Registro Transmisor
1	0	1	0	Lectura del Registro de Estado (Status Register)
1	0	1	1	Escritura de los registros de los caracteres de sincronismo y de control (SYN1, SYN2 y DLE)
1	1	0	0	Lectura de los Registros de Modo (Mode Registers)
1	1	0	1	Escritura de los Registros de Modo
1	1	1	0	Lectura del Registro de Control (Command Register)
1	1	1	1	Escritura del Registro de Control

de direcciones y que se seleccionan mediante las señales $E/\overline{NE}$ y $D/\overline{C}$.

Estos periféricos reciben los nombres de DATA y CONTROL.

El periférico de entrada DATA se utiliza para comunicar al microprocesador a que velocidad debe realizar la transmisión de la información el transmisor-receptor serie (PC1).

Para ello se utiliza un circuito 8T97 (*C4*) y parte de otro (*C3*). Las entradas de los amplificadores se conectan selectivamente a cero o a uno según la velocidad deseada. Las entradas de inhibición de los amplificadores se controlan mediante la señal $\overline{\text{RDATA}}$ procedente del circuito decodificador. Esta señal se activa (adopta el nivel cero) solamente cuando el microprocesador ejecuta una instrucción de entrada de información procedente del periférico DATA.

En el programa monitor se colocará una instrucción de este tipo en el lugar adecuado para introducir en un registro del microprocesador la información externa y a continuación se pondrá una instrucción de salida que programará adecuadamente los registros internos del transmisor-receptor serie.

El periférico de salida DATA se utiliza para generar las variables de control de una unidad de cinta magnética (cassette). Para ello se conectan a los cuatro bits menos significativos B0 a B3 de la barra de datos del microprocesador otros tantos biestables *D* cerrojo contenidos en un circuito integrado SN 74 75 (*C18*). Las entradas *T* de estos biestables (activas con un uno lógico) se conectan a través de un inversor a la señal de control WDATA que adopta dicho estado solamente cuando el microprocesador ejecuta una instrucción de salida al periférico DATA. Las salidas de los biestables del circuito *C18* junto con la entrada y salida serie *S* y *F* se conectan a un zócalo de 16 pastillas que se unirá a la unidad de cinta magnética (cassette) a través de un cable plano (flat cable).

Los periféricos de entrada y salida CONTROL no se utilizan para ninguna misión específica. En la placa de circuito impreso se colocan los amplificadores del periférico de entrada contenidos en un circuito integrado 8T97 (*C5*) y parte de otro (*C10*). De igual forma se utilizan dos circuitos SN 74 75 (*C6* y *C12*) para memorizar la información del periférico de salida CONTROL.

Tabla 5.

Petición de interrupción	*Vector*
IL1	90
IL2	92
IL3	94
IL4	96
IL5	98
IL6	9A
IL7	9C
IL8	9D

■

Acoplamiento a un cassette digital para un sistema microordenador con microprocesador 2650

Este artículo describe un acoplamiento entre el mecanismo de arrastre de cassette digital (DCR) y un sistema microordenador basado en el microprocesador 2650. La transferencia de datos se lleva a cabo bajo el control de un programa de interrupción con el fin de evitar desperdiciar indebidamente el tiempo de tratamiento.

El registrador digital de cassette (DCR) ofrece muchas características atractivas al usuario del microordenador: su gran capacidad de almacenamiento (0,5 M octetos) y la alta proporción de E/S de datos son muy superiores a los de las fichas perforadas o de cinta de papel. Por otra parte, su robusta construcción y su pequeño tamaño lo convierten en un excelente medio de almacenamiento y transporte de datos. Al utilizarlo, el registrador digital de cassette es silencioso, fiable y fácil de manejar.

El formato de datos de las cassettes satisface las normas 34 y 41 de ECMA (Asociación Europea de Fabricantes de Ordenadores) para cassettes con etiquetas BASIC.

La tabla 1 da las características resumidas del DCR y la tabla 2 un resumen de las funciones proporcionadas por el acoplamiento.

Formato de los datos de la cassette

La información se registra en la cassette en una sola pista, en serie en bloques de octetos de 8 bits. En primer lugar se describe y se lee el bit menos significativo de un octeto. Al dar la vuelta a la cassette al otro lado, puede utilizarse una segunda pista, grabada en dirección inversa. El DCR puede distinguir entre el lado A y el lado B mediante la detección de una ranura asimétrica en la cassette.

A efectos de reconocimiento y de sincronización, la información de un bloque va precedida de un carácter previo y va seguida de dos octetos CRC (Cyclic Redundancy Check para la detección de bits de error en la información registrada) y de un carácter posterior. Tanto el carácter previo como el posterior son un solo octeto con el valor hexadecimal "AA" (representación binaria 10101010).

Las marcas de cinta se utilizan para definir el principio de fichero, final de registros y final de fichero. Una marca de cinta consta de un carácter previo, dos octetos de ceros y un carácter posterior.

Las marcas de cinta y los bloques de datos están separados por un intervalo que corresponde a un mínimo de 100 ms a la velocidad nominal de transporte.

Un bloque de datos puede contener de 2 a 256 octetos de información; este acoplamiento se ha diseñado para escribir un bloque de longitud variable en esta zona, según especifique la orden de escritura del usuario. Cuando se necesita escribir más de 256 octetos de datos, el acoplamiento dirige el DCR hacia la escritura de un bloque de longitud variable, seguido de un número de bloques, cada uno de ellos de 256 octetos de información. El acoplamiento permite leer o escribir de 1 a 256 bloques de datos a partir de una orden.

Técnica de grabación

El DCR utiliza la conocida técnica de codificación de fase, en la cual un bit de información se graba como consecuencia de un cambio del flujo magnético de la cinta. Se graba un cero al producirse la transición del flujo del polo norte al polo sur, y un uno por la transición del flujo del polo sur al polo norte. Este método de codificación permite una gran densidad de bits en la cinta.

Cuando deban escribirse dos o más unos o ceros consecutivos, se necesitan cambios adicionales de flujo entre

Tabla 1. *Resumen de las especificaciones del DCR*

Tipo de cabeza	pista única; lectura después de escritura (una cabeza con doble intervalo).
Técnica de grabación	codificada en fase, en serie por bit, en serie por carácter.
Densidad de grabación	800 bpi.
Velocidad de cinta	19 cm/s (7,5 pulgadas/s).
Velocidad de transferencia de datos	750 caracteres de ocho bits/s.
Tiempo de arranque	20 ms máx.
Tiempo de paro	20 ms máx.
Tiempo máximo de rebobinado	45 s.
Tipo de cassette	portabobinas coplanares gemelas.
Tamaño de la cinta	86 m longitud, 3,81 mm ancho, 19 μm grueso.
Capacidad de datos	$1,9 \times 10^6$ bits.
Número de pistas	una en cada lado de la cassette (A o B).
Identificador del lado de la cinta	practicado asimétricamente en el borde trasero del armazón de la cassette.
Marcadores de cinta	dos orificios de 0,6 mm, situados en el centro de la cinta, a 450 ± 30 mm de los trozos transparentes del principio.
Protección de fichero	dos clavijas sustituibles, de habilitación de escritura, en el borde trasero del armazón de la cassette.

Tabla 2. *Resumen de las funciones del acoplamiento*

Tamaño del bloque	de 2 a 256 octetos de datos + 2 octetos de CRC + 1 octeto previo y 1 octeto posterior.
Detección de error	CRC utilizando el polinomio $X^{16} + X^{15} + X^2 + 1$.
Funciones del cassette	escritura marca(s) de cinta; búsqueda de marca(s) de cinta; escritura de uno o más bloques de datos; lectura de uno o más bloques de datos.

los cambios de flujo de bit. Estos cambios de flujo de fase tienen lugar en el punto medio nominal entre los cambios de flujo de bit. La figura 1 muestra la relación entre la información a grabar y los cambios de bit y de flujos de fase.

Descripción del acoplamiento

El acoplamiento se ha diseñado para llevar a cabo la E/S de datos bajo el control del programa de interrupción. El microordenador solicita la acción del DCR y luego continúa con su programa principal hasta que se le informa, mediante una interrupción, que el DCR está listo para la transferencia de datos. Al recibir la interrupción, el microordenador detiene la ejecución del programa en curso, reserva el estado y la dirección del programa y salta hacia la ejecución del programa de interrupción del DCR. Cuando se ha completado la transferencia de datos, el microordenador restaura su estado y su dirección de programa anteriores y continúa la ejecución del programa interrumpido. De este modo, el microordenador no tiene que esperar, mientras el DCR busca la información o rebobina la cassette, etcétera.

Por la descripción anterior, se comprenderá que en el programa que ha requerido la acción de la cassette se necesita el hardware del acoplamiento entre el DCR y el sistema de E/S de datos del microordenador y el software del acoplamiento que comprende el programa de interrupción y la rutina de conexión en el programa que ha requerido la acción de la cassette.

La figura 2 muestra el hardware del acoplamiento y el DCR como parte del sistema del microordenador.

Un programa que utiliza este acoplamiento especifica la acción requerida de la cassette mediante la definición de una tabla de control para la rutina de conexión. Utilizando la información de esta tabla, el acoplamiento puede ejecutar ocho funciones de lectura/escritura en la cinta:

- escritura de datos;
- escritura de datos desde el principio de la cinta;
- lectura de datos;
- lectura de datos desde el principio de la cinta;
- escritura de la(s) marca(s) de cinta;
- escritura de la(s) marca(s) de cinta desde el principio de la cinta;
- búsqueda de la(s) marca(s) de cinta;
- búsqueda de la(s) marca(s) de cinta desde el principio de la cinta.

Hardware del acoplamiento

Está formado por 27 circuitos integrados TTL. La figura 3 muestra el diagrama de bloques del hardware de la conexión de la cassette. La tabla 3 da las señales hacia y desde el microordenador, mientras que la tabla 4 da las señales que van y proceden del DCR.

Barra de direcciones

Los ocho bits menos significativos de la barra de direcciones del microordenador se usan para la selección de periféricos cuando la señal M/$\overline{IO}$ indica acción E/S. Desde el ADR0 hasta el ADR4 se utilizan como dirección de periféricos, los periféricos responden cuando la información en estas líneas coincide con su propia dirección cableada. Desde el ADR5 al ADR7 se utilizan para controlar el acoplamiento; en la tabla 5 se da una lista de las órdenes. La figura 4 indica las direcciones periféricas y la lógica de decodificación de control.

Barra de datos

La información del microordenador, en la barra de datos, se sincroniza en el registro periférico durante la Orden de Conmutación de Salida (OEC) y se transfiere al circuito de escritura. Durante una Orden de Conmutación de Entrada (IEC), la información que se ha leido de la cinta se transfiere a la barra de datos.

Lógica de estado y de control

Antes de empezar la transferencia de datos, el microordenador debe establecer que el DCR está listo para dicha acción. La orden de solicitud de estado al periférico pregunta por la palabra de estado, cuyo valor describe la condición del periférico. La tabla 6 muestra la información de la palabra de estado.

Una vez el microordenador ha averiguado el estado del DCR, emite una Orden de Conexión (CX) y da salida a una palabra de operación en la barra de datos. Cuando el acoplamiento reconoce la orden de conexión, se sincroniza la palabra de operación de la barra de datos con la memoria intermedia de la palabra de operación. Cada bit de la palabra de operación, excepto el bit 3, que no se usa, corresponde a una determinada señal dentro del acoplamiento:

bit 0 — señal A, que activa el biestable de la Puerta de Lectura (RGT) para permitir la lectura después de que haya terminado el retardo del comienzo de lectura (20 ms). El biestable RGT se pone a "0", bien mediante la señal de desactivación o por una orden de desconexión.

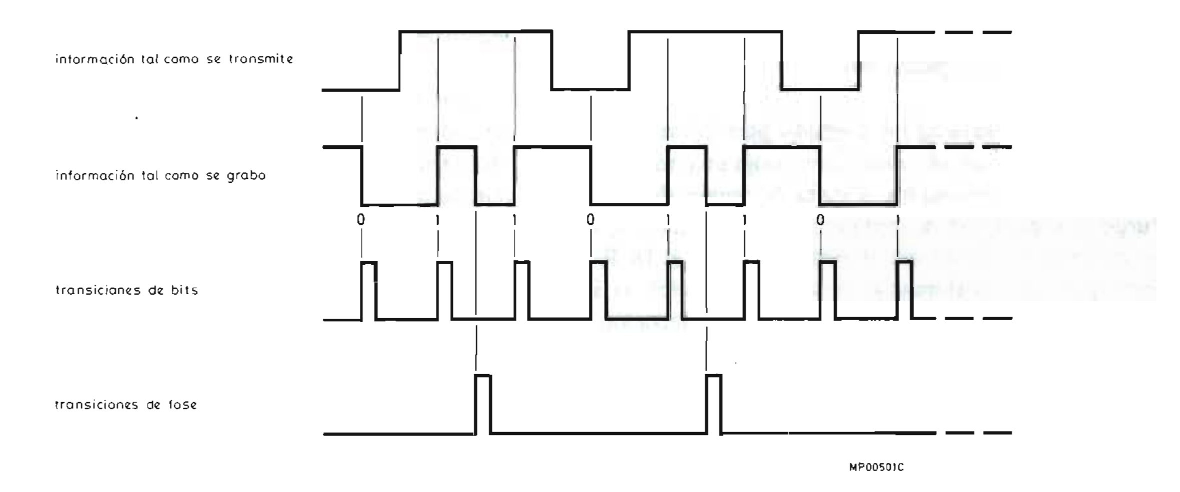


Figura 1. Datos codificados en fase mostrando las transiciones de flujo de bit y de fase.

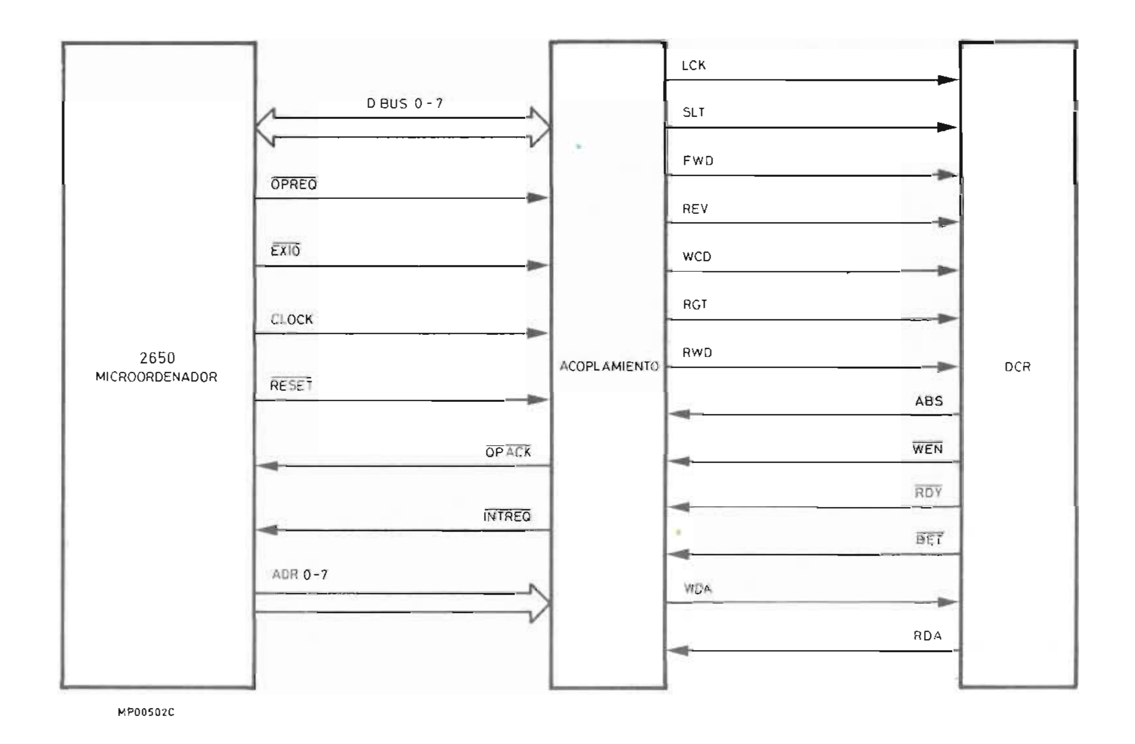


Figura 2. Diagrama de bloques de un sistema microordenador con un mecanismo de arrastre de cassette.

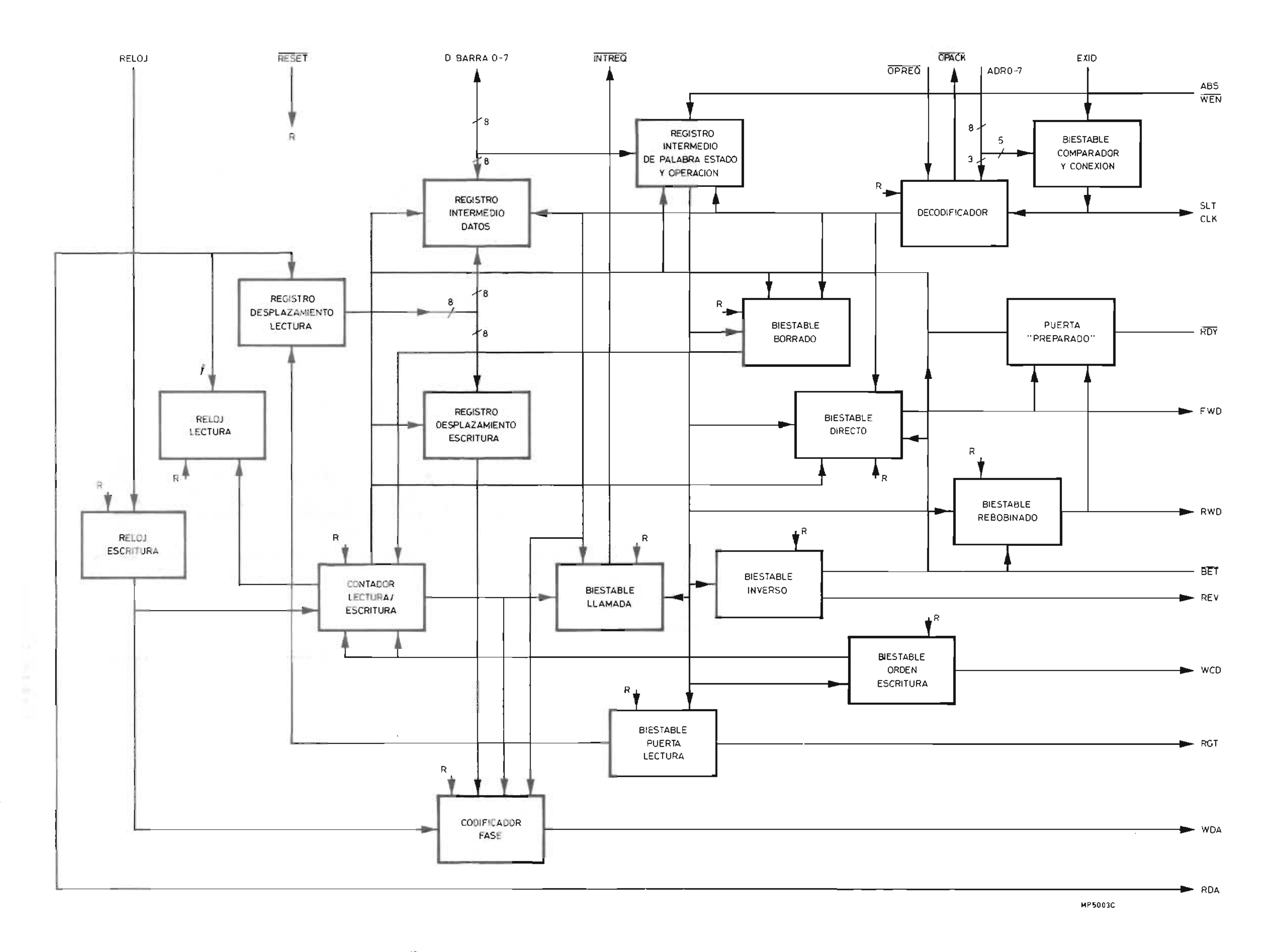


Figura 3. Diagrama de bloques del hardware del acoplamiento.

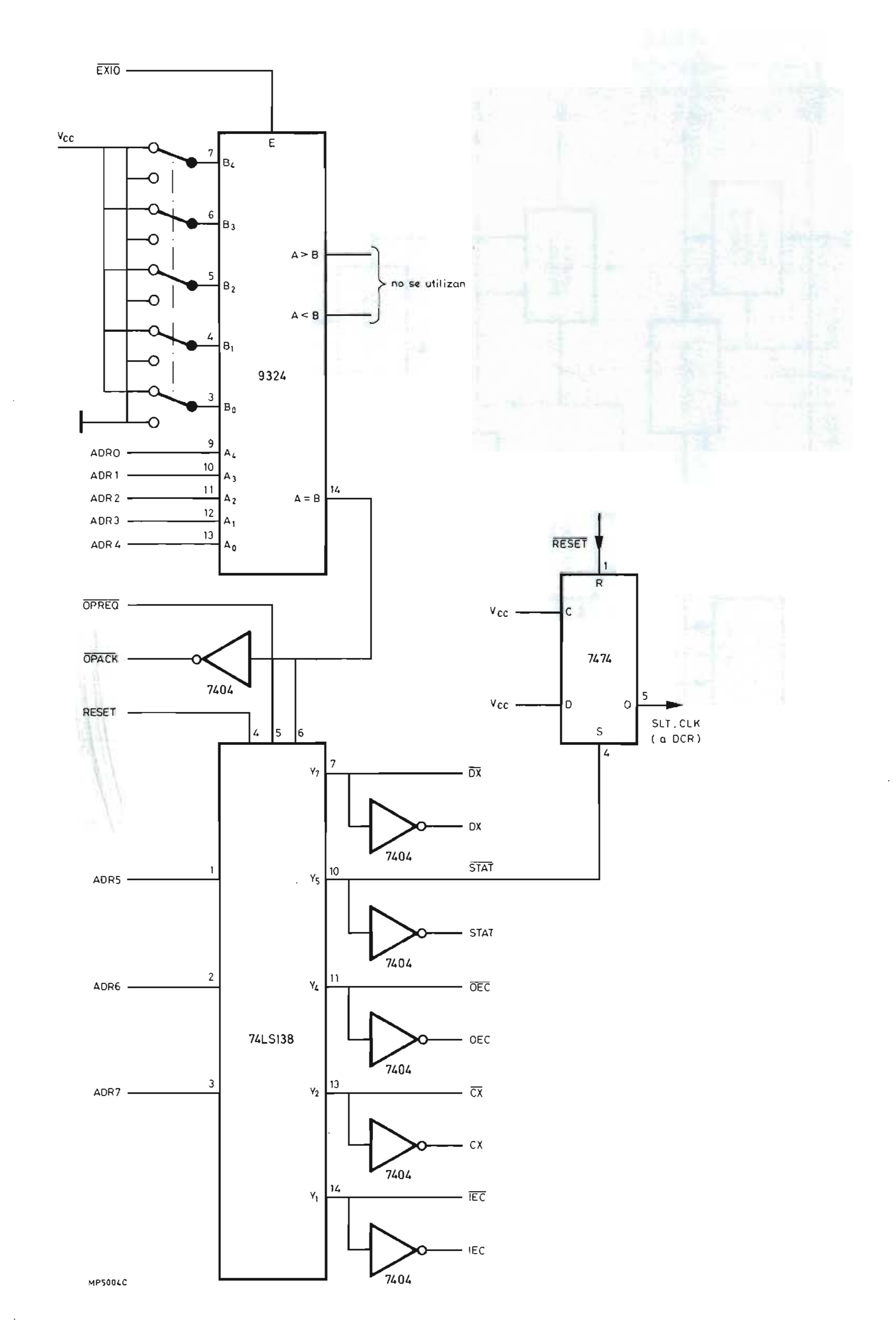


Figura 4. Lógica de decodificación de direcciones y control.

Tabla 3. *Señales entre el microordenador y el acoplamiento*

señal	función
$\overline{OPREQ}$	Solicitud de operación al microordenador; BAJO activo.
$\overline{OPACK}$	Acuse de recepción de operación del acoplamiento; BAJO activo.
$\overline{INTREQ}$	Solicitud de interrupción del acoplamiento; BAJO activo.
$\overline{EXIO}$	Señal extendida E/S del microordenador, dando instrucciones al acoplamiento de comparar sus direcciones con la información de la barra de direcciones. Es una señal BAJO activo, formada por la combinación: $\overline{M/\overline{IO}.E/\overline{NE}}$.
DBUSO-7	Barra de datos bidireccional de 8 bits.
ADRO-7	Barra de números de orden/periférico de 8 bits.
CLOCK	Reloj nominal de 1 MHz del microordenador.
$\overline{RESET}$	Señal de desactivación del sistema general; BAJO activo.

Tabla 4. *Señales entre el DCR y el acoplamiento*

señal	función
líneas de control	
LCK	Bloquea la barra de extracción de la cassette en su posición y enciende la lámpara LOCK.
SLT	Selecciona el DCR; habilita la acción de la cassette.
FWD	Directa; hace que la cinta se mueva en la misma dirección que el movimiento del rodillo impulsor.
REV	Inversa; hace que la cinta se mueva en la dirección contraria al movimiento del rodillo impulsor.
WCD	Orden de escritura; habilita la lógica de escritura.
RGT	Puerta de lectura; habilita la lógica de lectura.
RWD	Rebobina la cinta a la velocidad del portabobinas.
líneas de estado	
ABS	Lado *A* o *B* de la cassette; BAJO cuando se utiliza el lado *A* (en la parte superior).
$\overline{WEN}$	Escritura habilitada; BAJO activo; indica que la clavija de habilitación de escritura está en su sitio para el lado a utilizar.
$\overline{RDY}$	Preparada; BAJO activo; indica que la cinta ha sido posicionada y que las líneas CLK y SLT están activas.
$\overline{BET}$	Principio o Final de Cinta; BAJO activo; indica que el BOT o el marcador EOT (orificio en la cinta) o el trozo transparente de cinta, han sido señalizadas por la célula fotoeléctrica.
líneas de datos	
WDA	Escritura de datos; en serie; datos codificados en fase para registrar.
RDA	Lectura de datos; en serie; datos codificados en serie leidos de la cinta.

Tabla 5. *Ordenes para el acoplamiento.*

símbolo mnemotécnico	órden	ADR7	ADR6	ADR5
STAT	solicitud de estado	1	0	1
CX	conexión	0	1	0
OEC	cambio de salida	1	0	0
IEC	cambio de entrada	0	0	1
DX	desconexión	1	1	1

bit 1 señal B, que activa el biestable CALL. La salida negada del biestable CALL es la señal $\overline{INTREQ}$. El biestable se desactiva bien mediante la señal de desactivación o con una orden de desconexión.

bit 2 señal C, que activa el biestable de la Orden de Escritura (WCD) para permitir la escritura después de que haya terminado el retardo de comienzo de escritura (60 ms). El biestable se desactiva mediante la señal de desactivación o por una Orden de desconexión.

bit 3 No se usa.

bit 4 Señal E, que activa los biestables ERASE y WCD. La salida de falso del biestable ERASE se utiliza para activar el biestable WDA de forma que la línea de datos no transmita durante la función de borrado.

bit 5 Señal F, que activa el biestable Directo (FWD). Se desactiva por la señal de desactivación o por una orden de desconexión.

bit 6 Señal G, que activa el biestable Inverso (REV). Se desactiva mediante la señal de desactivación o por una orden de desconexión.

bit 7 La señal H activa el biestable de rebobinado (RWD). El biestable de rebobinado se desactiva bien mediante la señal de desactivación o con la señal BET (no Principio o Final de Cinta).

En la figura 5 se muestra el registro bidireccional de la palabra operación/estado y los biestables de control asociados.

Tabla 6. *Palabras de estado*

bit	función
0	Señal ABS: 0, lado A; 1, lado B.
1	$\overline{WEN}$, señal de habilitación de escritura; 0: escritura habilitada.
2	No se emplea.
3	No se emplea.
4	RDY, señal de preparado.
5	No se emplea.
6	Señal de GAPS, que indica que hay información en la cinta, intervalo entre marcas de cinta y/o bloques de datos.
7	Señal BET; 0: marcador que indica Principio o Final de Cinta señalizado.

Lógica de escritura

La lógica de escritura contiene el reloj de escritura, el contador de escritura/lectura, el registro de desplazamiento de escritura, el codificador de fase y el biestable WCD. La lógica de escritura se activa cuando el microordenador emite la orden apropiada de conexión, seguida de un cambio de conmutación de salidas con la información a escribir. Durante la orden de conmutación de salidas, los datos se transfieren al registro de desplazamiento de escritura a través del registro intermedio de datos. La trayectoria de la información puede verse en la figura 3 y la secuencia de señales se muestra en la figura 6.

El circuito del reloj de escritura se muestra en la figura 7; comprende dos contadores de décadas para derivar la onda cuadrada de 12 kHz procedente del reloj de 1 MHz del microordenador.

El contador de escritura/lectura, figura 8, se utiliza para contar los ciclos de la forma de onda del reloj de escritura correspondiente a los ocho bits de un carácter. La salida *QA* se utiliza para desplazar en serie cada uno de los bits de información, del registro de información, generándose la señal BECHX por la salida de arrastre al final de un carácter.

La figura 9 muestra el circuito de escritura de datos. La información se convierte de formato en paralelo a formato en serie mediante el registro, y luego se codifica en fase mediante la puerta O exclusiva. La señal *QA* que llega a la puerta O exclusiva, proporciona las transiciones de flujo de fase cuando se solicitan. La salida del codificador de fase se almacena en el biestable WDA (información escrita) durante un período determinado por la señal de WCP (impulso del reloj de escritura). La señal $\overline{EFF}$ del biestable ERASE se conecta a la entrada de activación del biestable WDA, de forma que la línea de datos permanezca a nivel ALTO durante el borrado.

Al final de cada carácter, la señal BECHX permite cargar el registro de escritura con el próximo carácter del registro intermedio de datos. La señal BECHX da lugar también a que se active el biestable CALL con el fin de recibir el próximo carácter (orden) del microordenador.

Lógica de lectura

La lógica de lectura comprende el reloj de lectura, el registro de desplazamiento de lectura, el contador de escritura/lectura y el biestable de la puerta de lectura.

El reloj de lectura actúa como discriminador entre las transiciones de flujo de bit y las transiciones de flujo de fase en la señal de información del DCR. Tanto los caracteres previos como los posteriores poseen solamente transiciones de flujo de bit, de forma que el reloj de lectura, que es un monoestable, pueda sincronizarse

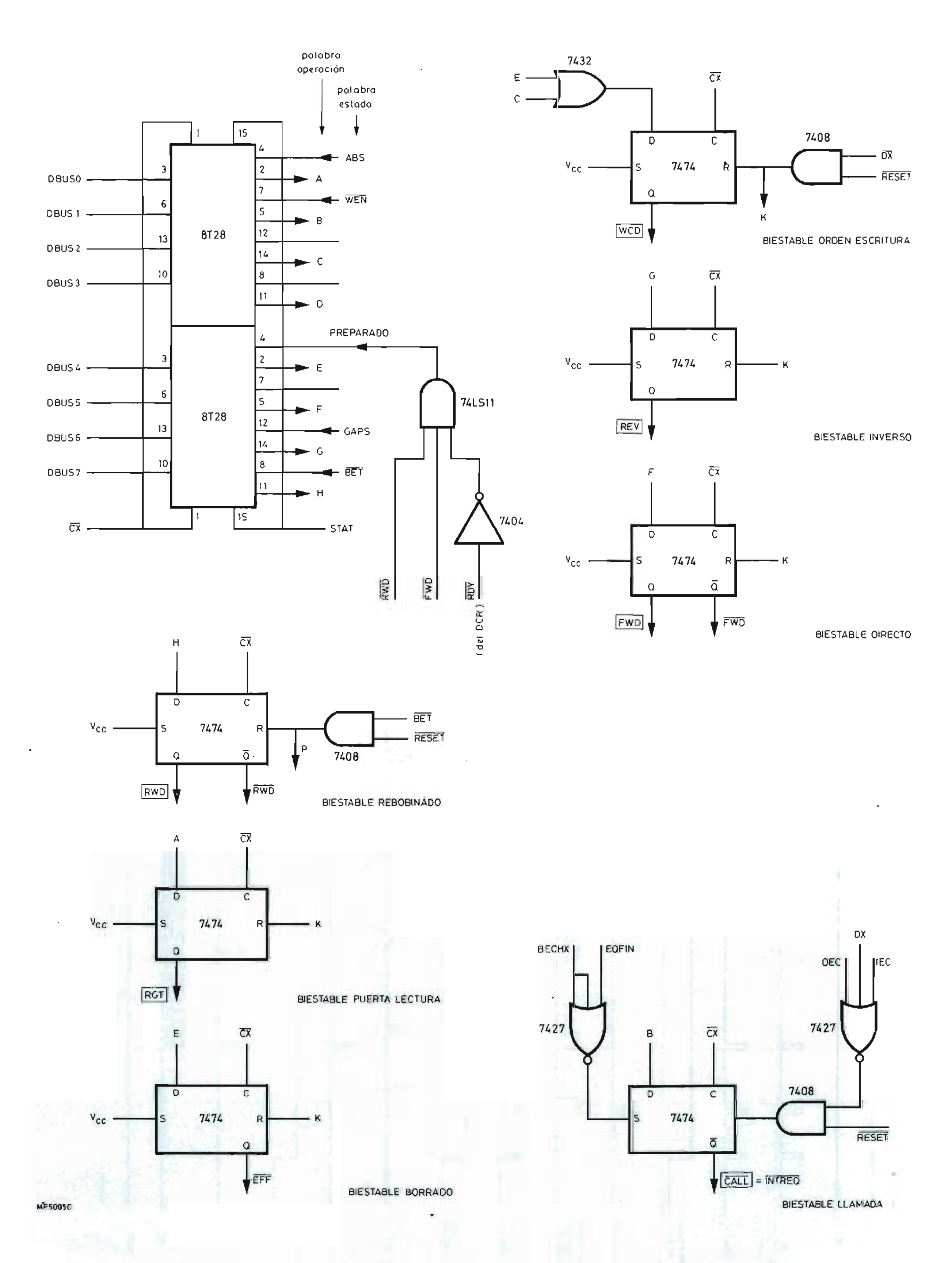


Figura 5. Registro y lógica de la palabra de operación/estado.

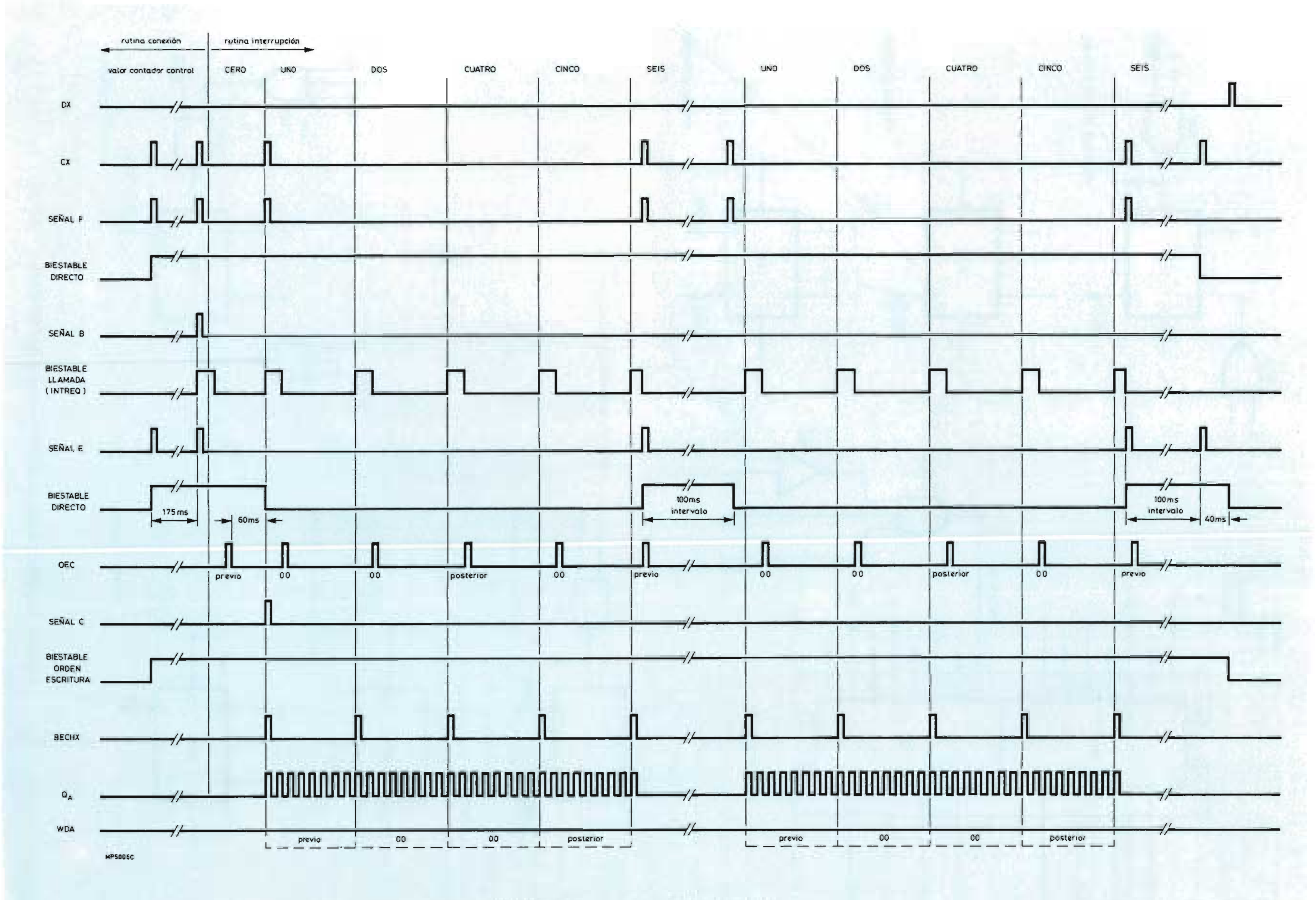


Figura 6. Secuencia de señales para la escritura.

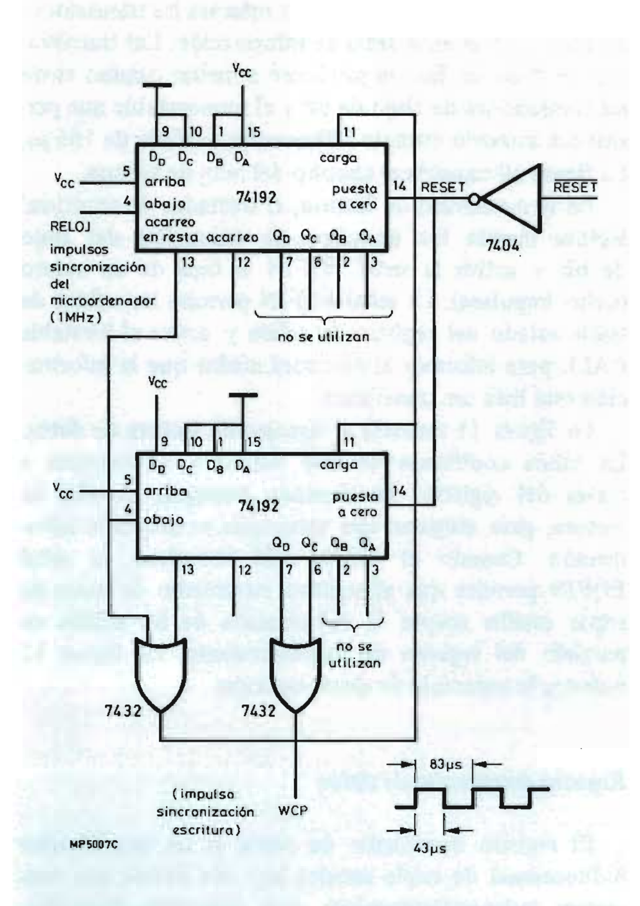




Figura 7. Circuito del reloj de escritura.

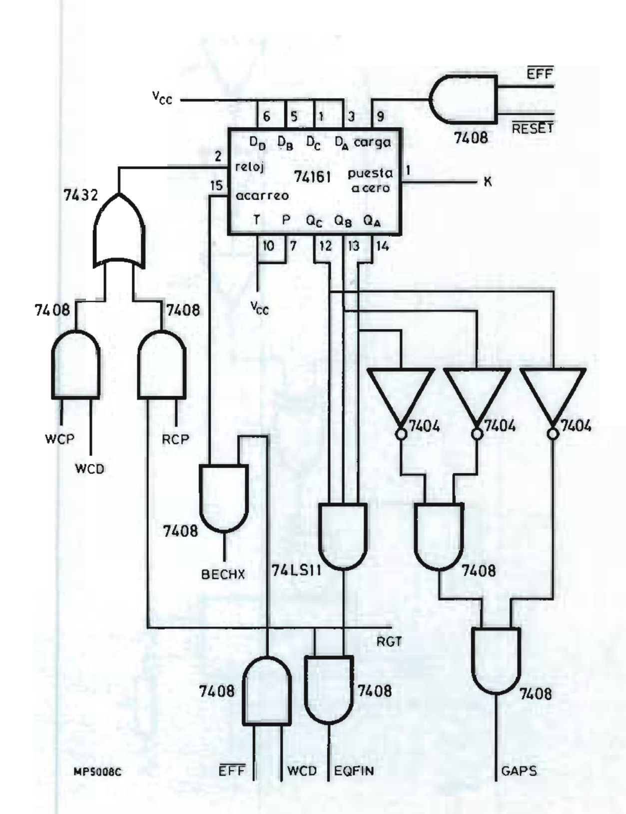


Figura 8. Contador de escritura/lectura.

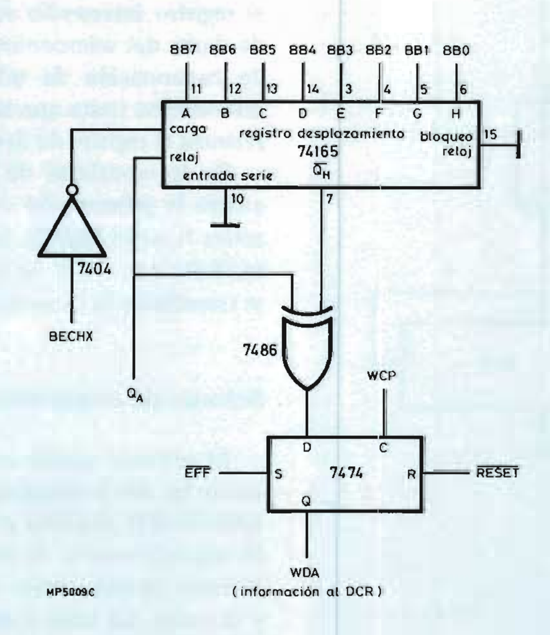


Figura 9. Circuito de escritura de datos.

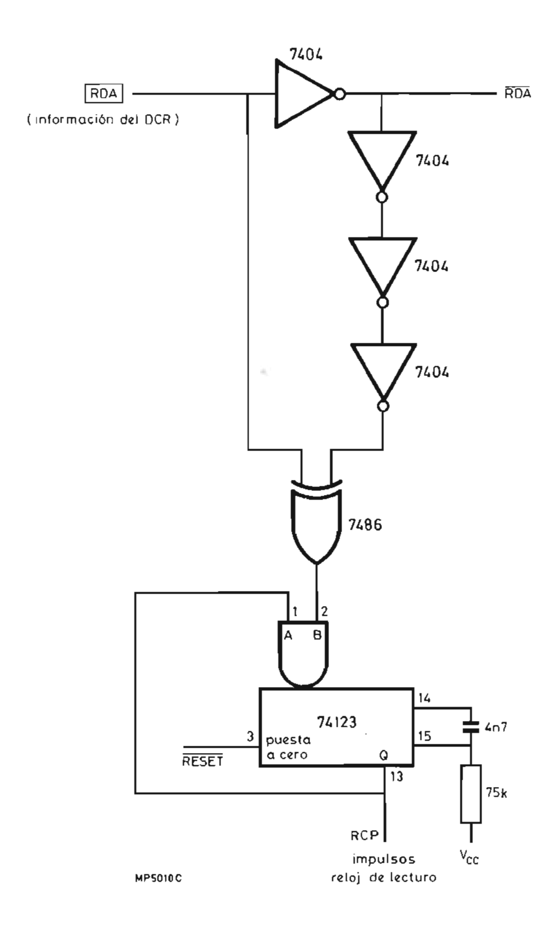


Figura 10. Circuito del reloj de lectura.

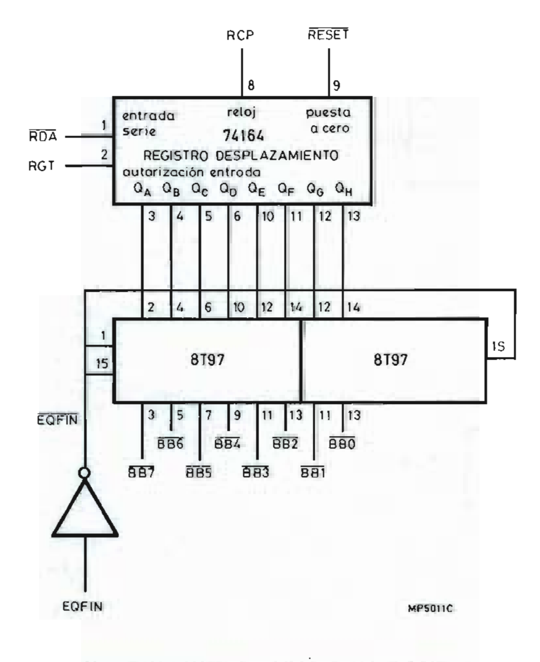


Figura 11. Circuito de lectura de datos.

con los mismos y luego sacar por máscara las transiciones de flujo de fase en la señal de información. Las transiciones de flujo de fase se producen a medio camino entre las transiciones de flujo de bit y el monoestable que permanece activado durante 130 μs en un período de 166 μs. La figura 10 muestra el circuito del reloj de lectura.

En la modalidad de lectura, el contador de escritura/lectura cuenta los impulsos de transición del flujo de bit y activa la señal EQFIN al final de un octeto (ocho impulsos). La señal EQFIN permite las salidas de triple estado del registro de salida y activa el biestable CALL para informar al microordenador que la información está lista ser transferida.

La figura 11 muestra el circuito de lectura de datos. La salida codificada de fase del DCR se desplaza a través del registro, sincronizada mediante el reloj de lectura, para asegurar que solamente se acepta la información. Cuando el octeto está completo, la señal EQFIN permite que el registro intermedio de datos de triple estado acepte la información de las salidas en paralelo del registro de desplazamiento. La figura 12 muestra la secuencia de sincronización.

Registro intermedio de datos

El registro intermedio de datos es un amplificador bidireccional de triple estado; hay dos barras que funcionan independientemente, una para cada dirección. En la figura 13, la barra *A* es la barra de datos del microordenador y la barra *B* es la barra interna para los registros de lectura y escritura. En la modalidad de escritura, el registro intermedio acepta la información de la barra de datos del microordenador cuando se activa la orden de conmutación de salida. Entonces, se mantiene la información hasta que la señal BECHX permita la transferencia al registro de desplazamiento de escritura.

En la modalidad de lectura, el registro intermedio acepta la información del registro de lectura cuando se activa la señal EQFIN. Se mantienen los datos hasta que se recibe una orden de conmutación de entrada, en que se transfiere a la barra de datos del microordenador.

Software del acoplamiento

El software puede comunicar con el periférico utilizando las dos instrucciones de E/S de 2 octetos, READ EXTENDED (REDE) y WRITE EXTENDED (WRTE). El segundo octeto de estas instrucciones se presenta en la barra de direcciones como la dirección del periférico y la orden. La tabla 5 muestra las cinco órdenes para la utilización de periféricos. El software consta de dos partes: la rutina de conexión y el programa de interrupción.

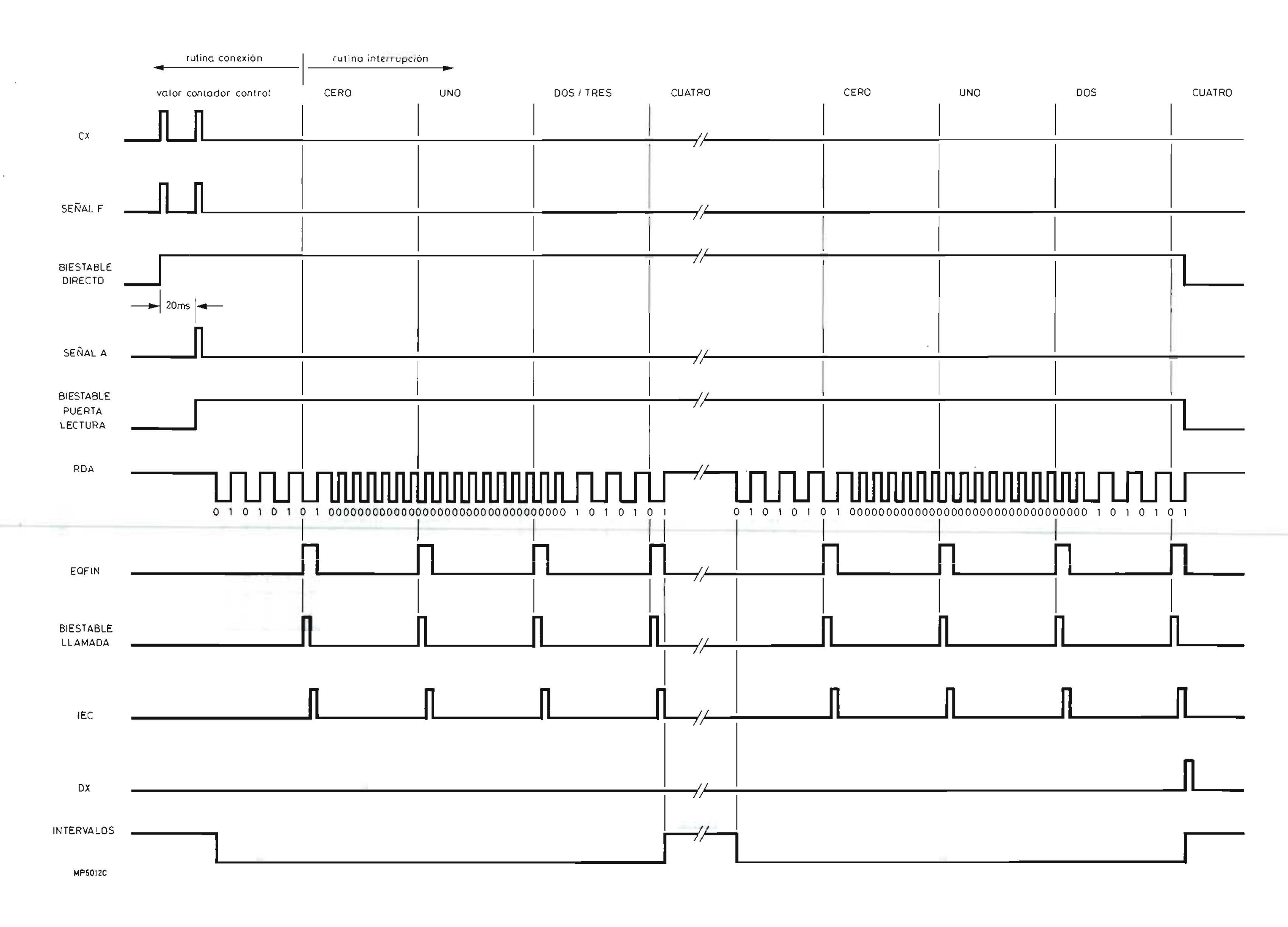


Figura 12. Secuencia de señales para lectura.

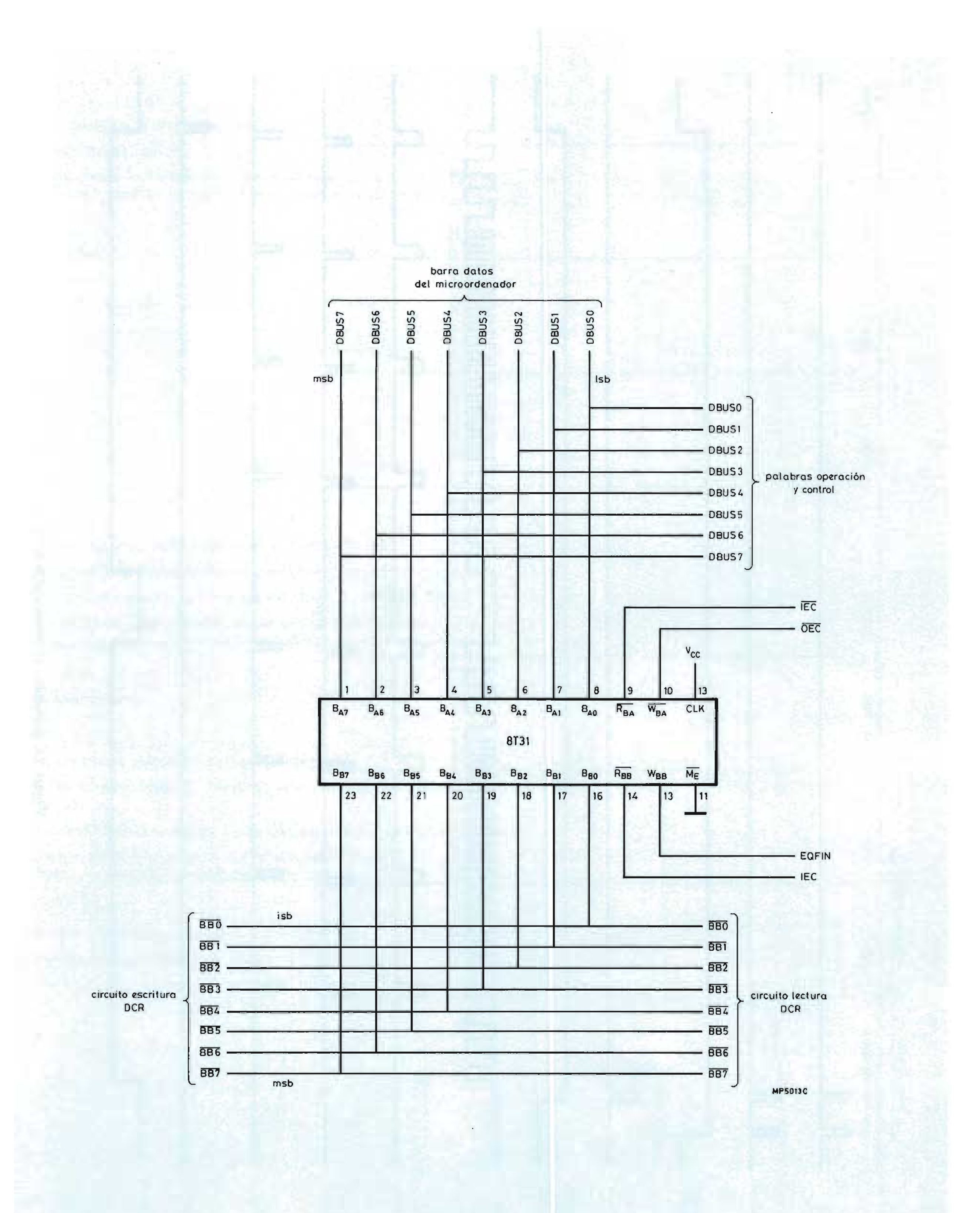


Figura 13. Amplificador bidireccional de datos.

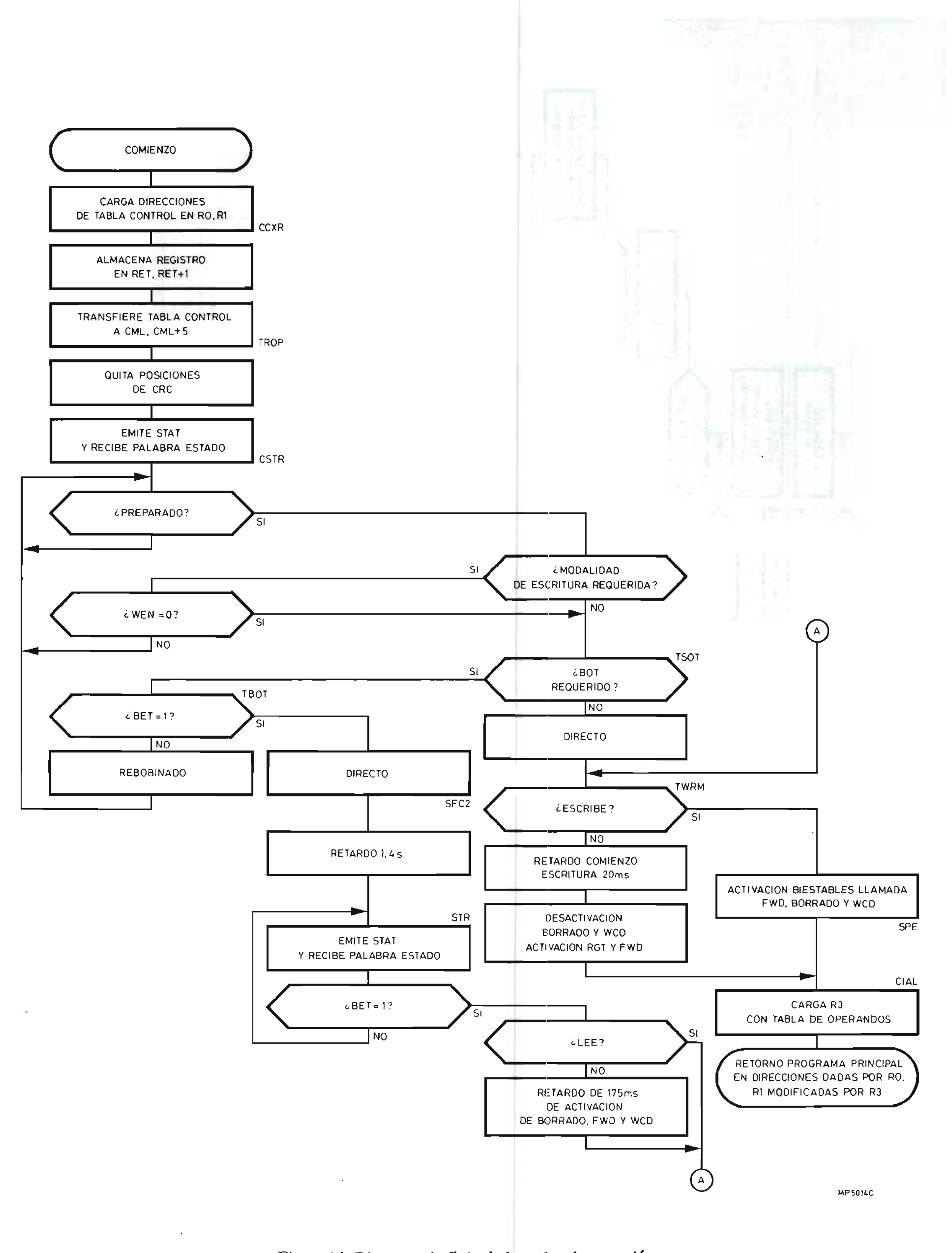
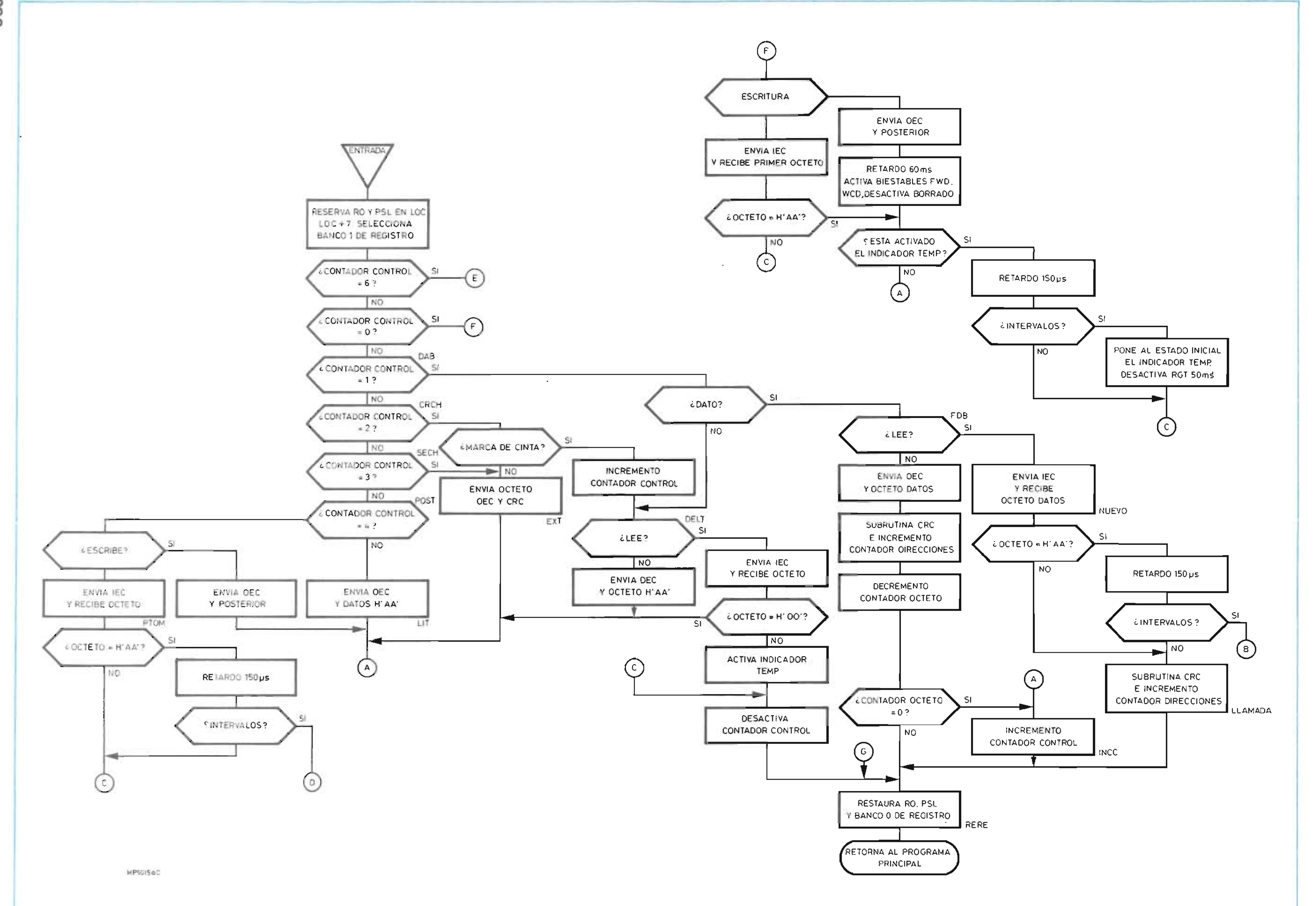


Figura 14. Diagrama de flujo de la rutina de conexión.



ENTRADA
RESERVA RO Y PSL EN LOC LOC+7. SELECCIONA BANCO 1 DE REGISTRO
¿CONTADOR CONTROL = 6 ?
SI
NO
E
¿CONTADOR CONTROL = 0 ?
F
DAB
¿CONTADOR CONTROL = 1 ?
CRCH
¿CONTADOR CONTROL = 2 ?
SECH
¿CONTADOR CONTROL = 3 ?
POST
¿CONTADOR CONTROL = 4 ?
¿MARCA DE CINTA?
ENVIA OCTETO OEC Y CRC
EXT
INCREMENTO CONTADOR CONTROL
¿ESCRIBE?
ENVIA IEC Y RECIBE OCTETO
ENVIA OEC Y POSTERIOR
ENVIA OEC Y DATOS H'AA'
PTOM
LIT
¿OCTETO = H'AA'?
RETARDO 150µs
¿INTERVALOS?
A
C
D
¿DATO?
DELT
¿LEE?
ENVIA DEC Y OCTETO H'AA'
ENVIA IEC Y RECIBE OCTETO
¿OCTETO = H'OO'?
ACTIVA INDICADOR TEMP
DESACTIVA CONTADOR CONTROL
ESCRITURA
ENVIA IEC Y RECIBE PRIMER OCTETO
¿OCTETO = H'AA'?
ENVIA OEC Y POSTERIOR
RETARDO 60ms ACTIVA BIESTABLES FWD, WCD,DESACTIVA BORRADO
¿ESTA ACTIVADO EL INDICADOR TEMP?
RETARDO 150µs
¿INTERVALOS?
PONE AL ESTADO INICIAL EL INDICADOR TEMP, DESACTIVA RGT 50ms
FDB
¿LEE?
ENVIA OEC Y OCTETO DATOS
SUBRUTINA CRC E INCREMENTO CONTADOR DIRECCIONES
DECREMENTO CONTADOR OCTETO
ENVIA IEC Y RECIBE OCTETO DATOS
NUEVO
¿OCTETO = H'AA'?
RETARDO 150µs
¿INTERVALOS?
B
SUBRUTINA CRC E INCREMENTO CONTADOR DIRECCIONES
LLAMADA
¿CONTADOR OCTETO = 0 ?
INCREMENTO CONTADOR CONTROL
INCC
G
RESTAURA RO, PSL Y BANCO 0 DE REGISTRO
RERE
RETORNA AL PROGRAMA PRINCIPAL
MP5015aC

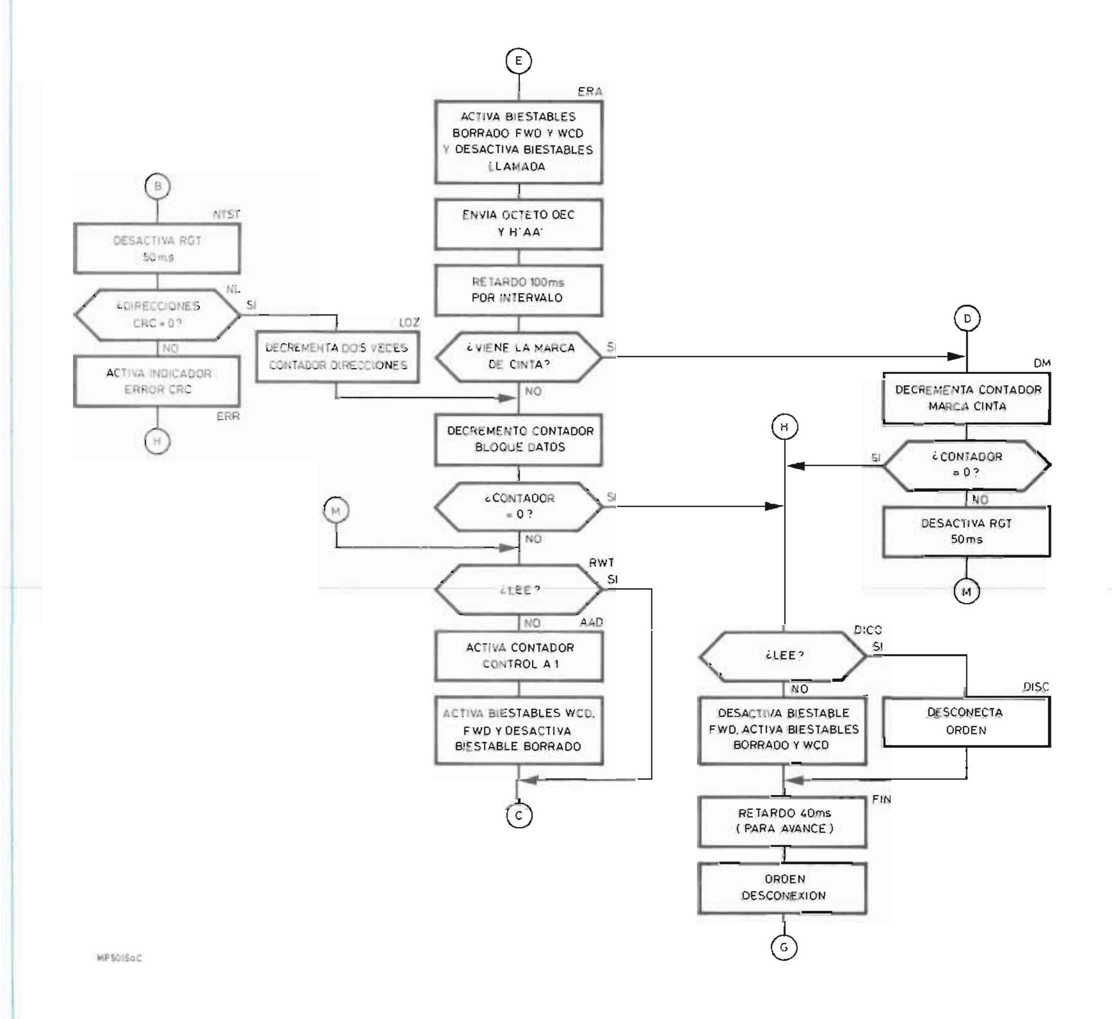


Figura 15. Diagrama de flujo del programa de interrupción.

Tabla 7. *Contenido de la tabla de control.*

operando	octeto	función		
1	1	palabra de control:	bit 0	contador de control de tres bits;
			bit 1	empleado por la rutina de interrupción;
			bit 2	inicialmente deben ser ceros;
			bit 3	no se emplea;
			bit 4	1 indica lectura/escritura de BOT;
			bit 5	indicador de marca de CRC 1, si se señaliza marca;
			bit 6	indicador de marca de datos/cinta, 1 indica la marca de cinta;
			bit 7	selecciona lectura/escritura, 1 indica escritura;
2	2	número de octetos a escribir en el primer bloque;		
3	3	número de marcas de cinta a leer/escribir;		
4	4	número de bloques de datos a leer/escribir;		
5	5 6	dirección del primer octeto a leer/escribir;		

Tabla 8. *Especificación de la palabra de control y operandos.*

palabra de control	función	operandos a especificar
H'80'	escritura de datos	2, 4, 5
H'90'	escritura de datos desde el principio de la cinta	2, 4, 5
H'00'	lectura de datos	4, 5
H'10'	lectura de datos desde el principio de la cinta	4, 5
H'CO'	escritura marcas de cinta	3
H'DO'	escritura marcas de cinta desde el principio de la cinta	3
H'40'	lectura marcas de cinta	3
H'50'	lecturas marcas de cinta desde el principio de la cinta	3

La rutina de conexión forma parte del programa principal con el fin de reservar espacio en la pila de direcciones de retorno. Su función es la de transferir la tabla de control, especificando la acción de la cassette que se solicita, a las direcciones de memoria CML a CML+5 de la cassette, comprobar el estado del DCR y emitir una orden de conexión si el estado es correcto; figura 14.

El programa de interrupción se introduce cada vez que el microordenador recibe una solicitud de interrupción del biestable CALL. Este programa utiliza la tabla de control para definir su acción, junto con el contador de control, que se incrementa después de cada fase de la operación solicitada. Es este programa el que controla la entrada/salida de datos, tal como especifica el bloque de control. Cada entrada en el programa de interrupción producirá la transferencia de un octeto hacia o desde el microordenador.

La figura 15 muestra el diagrama de flujo del programa de interrupción.

Secuencia de la operación de la cassette

El intercambio de información con el DCR se inicia a partir de la entrada en la rutina de conexión. Esta almacena la dirección de continuación del programa principal y transfiere la tabla de control a las direcciones CML a CML+5 para que pueda emplear la rutina de interrupción. La figura 14 muestra el diagrama de flujo de la rutina de conexión.

La tabla 7 muestra la información de la tabla de control, y en la tabla 8 los operandos que deben definirse para una determinada función.

Después de solicitar el estado DCR y, si es necesario, esperar hasta que éste sea correcto, la rutina de conexión emite una orden de conexión, acompañada de una palabra de operación para iniciar la acción requerida de la cassette, por ejemplo, rebobinar al principio de la cinta. Una vez posicionada la cinta tal como se ha solicitado, la rutina de conexión tiene en cuenta cualquier retardo, por ejemplo, el retardo de la iniciación de lectura, y emite otra orden de conexión. La palabra de operación se activará para permitir la lectura o la escritura, y en el caso de escritura, se activará el biestable CALL, lo que permitirá que el acoplamiento pregunte por el primer octeto de la información escrita. En la modalidad de escritura, se activará el biestable CALL mediante la señal EQFIN, de fin de carácter, informando al microordenador que la información solicitada está disponible. La activación del biestable CALL tiene como consecuencia la señal INTREQ, que produce la entrada en el programa de interrupción para ejecutar la transferencia de datos.

Después de ejecutadas las acciones anteriores, la rutina de conexión forma una instrucción de bifurcación indexada absoluta a la dirección siguiendo la tabla de control, para continuar la ejecución del programa principal.

El microordenador introducirá el programa de interrupción después de recibir una demanda de interrupción del hardware del acoplamiento. En éste, la primera acción es reservar los contenidos de R0 y el PSL en las direcciones LOC y LOC+1.

Otras acciones del programa de interrupción dependen del valor del contador de control, mantenido en los tres bits menos significativos de la palabra de control. El contador de control está inicialmente a cero.

Contador = 0

Modalidad de escritura: el microordenador envía un OEC y un carácter previo. Luego, va a la subrutina de retardo de iniciación de escritura (60 ms) antes de desactivar el biestable ERASE y activar los biestables WCD y FWD. Entonces, se incrementa el contador de control y los registros reservados quedan almacenados de nuevo antes de que el control vuelva al programa principal.

Modalidad de lectura: el microordenador envía un IEC para recibir un octeto. Si éste es un previo, el contador de control se incrementa; en caso contrario permanece invariable.

Contador = 1

Escritura de las marcas de cinta: el microordenador envía un OEC acompañado de un octeto '00' e incrementa el contador de control.

Lectura de las marcas de cinta: se envía un IEC para recibir un octeto. Si el octeto es '00', se incrementa el contador de control; en caso contrario se restauran las condiciones iniciales y el acoplamiento busca otra vez una marca de cinta.

Escritura de datos: se envían un OEC y un octeto de información. El contador de direcciones se incrementa y el contador de octetos disminuye. Si el contador de octetos es cero, se incrementa el contador de control.

Lectura de datos: se envía un IEC y se recibe un octeto de información. Si el octeto es 'AA', seguido de la señal GAPS, se señaliza el final de un bloque. En caso contrario, se incrementa el contador de direcciones y se actualizan las direcciones de CRC.

Contador = 2

Escritura de dato: se envían un OEC y el primer carácter CRC y se incrementa el contador de control.

Escritura de marca de cinta: se envían un OEC y un octeto '00' y se incrementa el contador de control.

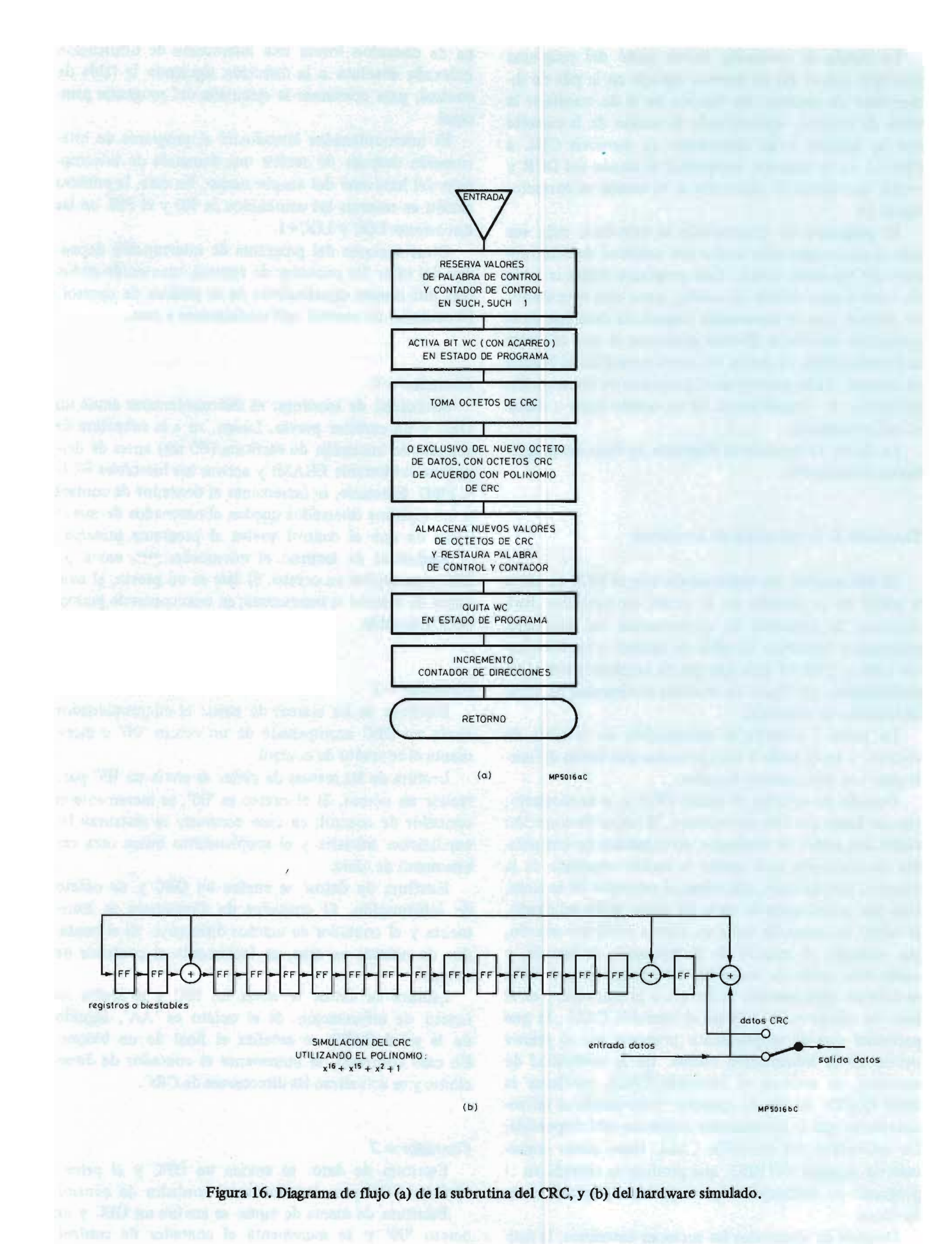


Figura 16. Diagrama de flujo (a) de la subrutina del CRC, y (b) del hardware simulado.

Lectura de marca de cinta: se envía un IEC y se recibe un octeto. Si el octeto fuera '00', el contador de control se incrementaría; en caso contrario, se restaurarían las condiciones iniciales y se esperaría la señal GAPS.

Contador = 3
Escritura de marca de cinta: se envían un OEC y el segundo carácter CRC y se incrementa el contador de control.

Contador = 4
Escritura de datos o marca de cinta: se envían un OEC y un octeto 'AA' y se incrementa el contador de control.
Lectura de datos o marca de cinta: se envía un IEC y se recibe un octeto. Si éste es 'AA', seguido de la señal GAPS, disminuye el contador de marcas de cinta. Si el contador de marcas de cinta es cero, se da una orden de desconexión; en caso contrario, se restauran las condiciones iniciales para buscar otra marca de cinta.

Contador = 5
Se envían un OEC y un octeto '00' para poner a cero el registro de desplazamiento de escritura y desactivar el biestable CALL. Se incrementa el contador de control.

Contador = 6
Se activan los biestables ERASE, FWD y WCD. Se envían un OEC y un previo ('AA'). Después se genera un intervalo entre dos bloques, el contador de bloques de información o el contador de marcas de cinta disminuye. Cuando el contador correspondiente es cero, se desconecta el DCR; de lo contrario, se restauran las condiciones iniciales para escribir la próxima marca de cinta o el próximo bloque de información.

Subrutina de verificación por redundancia cíclica

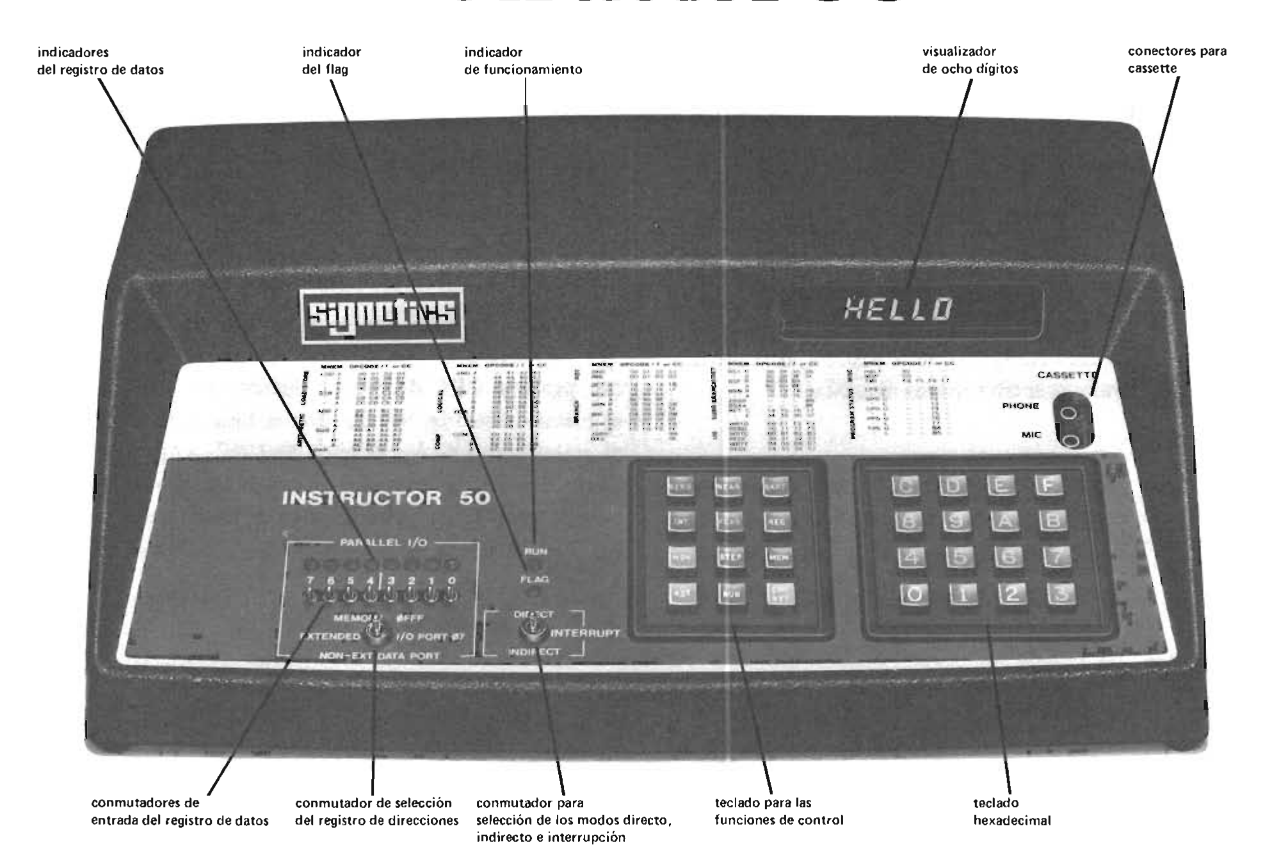
La verificación de redundancia cíclica se ejecuta mediante el software que utiliza el polinomio:

$$X^{16} + X^{15} + X^{2} + 1$$

Durante la escritura se genera un resto de 16 bits, que se escribe al final de cada bloque de datos. El mismo proceso CRC durante la lectura de datos producirá el mismo resto de 16 bits, que se hace cero al efectuarse el tratamiento de los octetos de CRC. Si se produce un error durante la lectura o la escritura, el resto final no es cero y se activa un indicador de error. En la figura 16 se muestra el diagrama de flujo y el hardware simulado. ■

ORDENADOR DE SOBREMESA PARA INICIARSE EN EL MUNDO DE LOS MICROPROCESADORES

Instructor 50



Con el Instructor 50 Vd. puede tener un equipo de desarrollo de bajo costo

Características:

- Fuente de alimentación incorporada.
- Teclado hexadecimal para la entrada de datos.
- Teclado de funciones de 12 teclas para seleccionar modos de operación.
- Visualizador de 8 LED de 7 segmentos que le permite ver instantáneamente el resultado del proceso.
- Acoplador para cassette que le permite crearse su propia biblioteca de programas.
- Bus de acoplamiento S-100 que hace posible la expansión del equipo.
- Programa monitor que supervisa las operaciones del equipo.
- Depurado de programas, incluyendo los modos de paso a paso y punto de ruptura.
- E/S serie y paralelo.
- 512 octetos para la memoria RAM del usuario.
- Reloj controlado por cristal.
- Conmutadores de entrada del registro de datos.
- Indicadores del registro de datos.
- Conmutador para selección de los modos directo, indirecto e interrupción.
- Conmutador para selección del registro de direcciones.
- Indicadores de flag y funcionamiento.
- Posibilidad de utilizar el juego de 75 instrucciones del microprocesador 2650 y sus ocho diferentes modos de direccionamiento.

Periférico programable 2655
(Programmable Peripheral Interface, PPI)

El 2655 se ha concebido como periférico del microprocesador 2650. También es adecuado para sistemas de microordenador que utilizan otros microprocesadores.

El PPI 2655 tiene 24 terminales de entrada/salida, divididos en tres grupos de ocho: registro A, registro B y registro C.

Puede operar de siete formas diferentes:

- **E/S estáticas,**
- **selección de entrada,**
- **selección de salida,**
- **E/S bidireccionales seleccionadas,**
- **entrada serie,**
- **salida serie,**
- **contador de sucesos y tiempos.**

Este circuito puede utilizarse en diversas aplicaciones para reducir al mínimo el número de circuitos integrados y permitir un hardware simplificado.

DESCRIPCION DEL CIRCUITO

La figura 1 muestra el diagrama bloques del Periférico Programable (PPI) 2655.

Todas las transferencias de información y control de programación entre el PPI y el microprocesador se efectúan a través del amplificador de la barra de datos, el cual enlaza las barras de datos del microprocesador y el periférico.

El acceso al PPI se controla mediante la entrada de inhibición ($\overline{CE}$), mientras que el acceso a los distintos registros se selecciona mediante los bits de dirección A_0 y A_1. La señal de Lectura/Escritura ($\overline{R}/W$) selecciona el sentido de circulación de la información entre el PPI y el microprocesador.

Los distintos modos de operación del PPI se seleccionan mediante la palabra de modo, escrita en el registro de modo por el microprocesador.

En la palabra de modo, tres bits seleccionan el modo de operación del registro A, que puede ser:

- E/S estáticas,
- entrada seleccionada,
- salida seleccionada,
- E/S bidireccionales seleccionadas.

Otros tres bits seleccionan el modo de operación del registro B, que puede ser:

- E/S estáticas,
- entrada seleccionada,
- salida seleccionada,
- entrada/temporizador en serie,
- salida/temporizador en serie.

Obsérvese que los modos serie y temporizador operan simultáneamente.

Para el registro C no es preciso indicar modo de operación, dado que éste puede operar solamente en el modo E/S estáticas. Sin embargo, el número de bits del registro C, que puede utilizarse para la operación E/S estática, es limitado cuando el registro A y/o el B precisan terminales del registro C. Esto sucede mientras se selecciona el modo de operación que es cuando se precisa un número elevado de señales de control. Esto se muestra en la figura 1: los registros A y B pueden intercambiar información con el microprocesador y los periféricos a través del registro C.

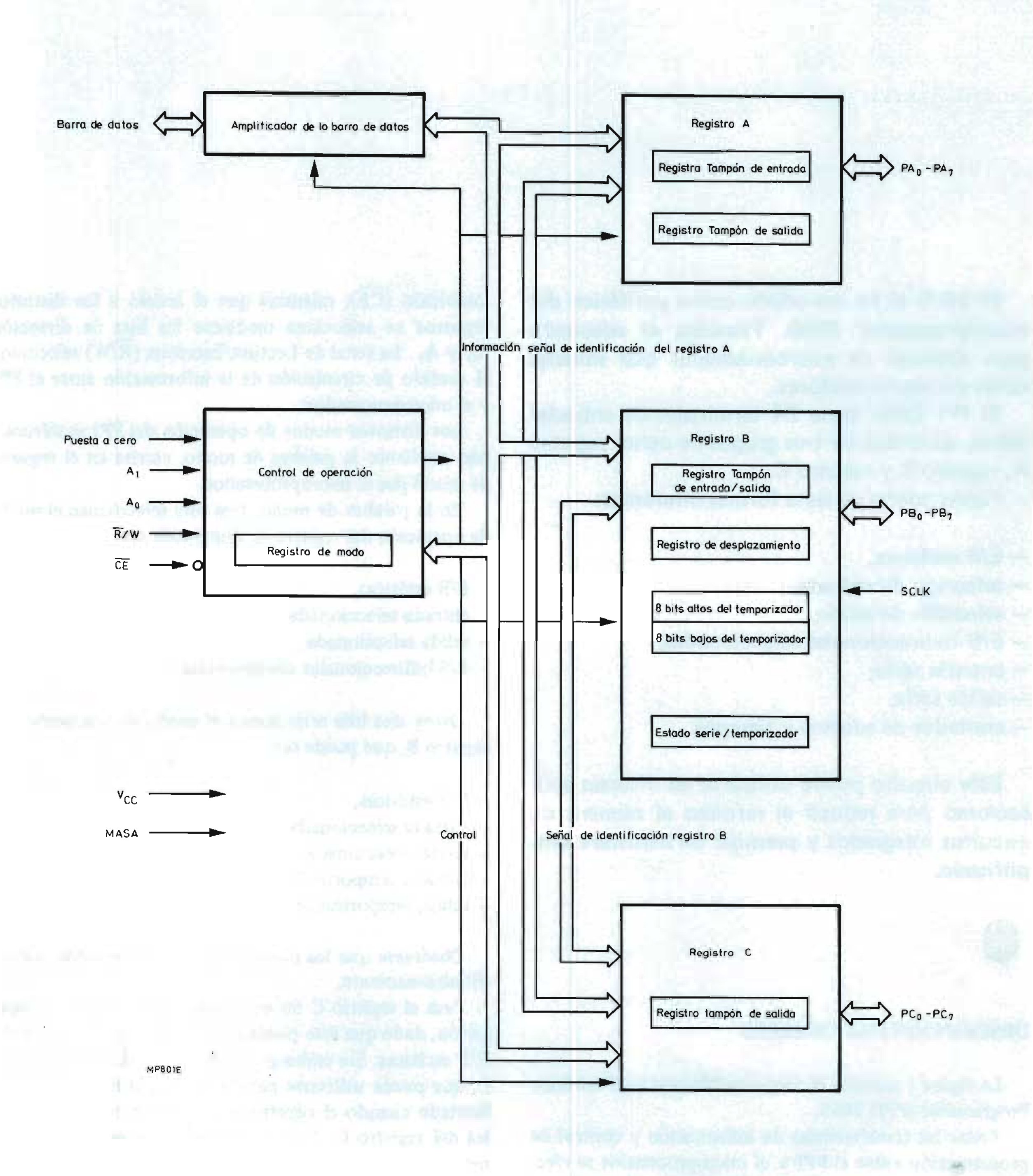


Figura 1. Diagrama de bloques del periférico programable 2655.

Así pues, en la programación de los registros A y B pueden emplearse terminales del registro C; los bits correspondientes del registro C pueden ser leidos por el microprocesador para conocer el estado de la palabra de modo de los registros A y/o B. Para conocer el estado del registro B, en el modo de operación serie/temporizador, se ha previsto un registro especial al que puede acceder el microprocesador para su lectura.

Cualquier bit de un registro específico puede ponerse a los niveles lógicos cero o uno mediante el bit set/reset. Debe procurarse evitar la pérdida de los datos introducidos, o los bits de estado o los de control debido a la posibilidad de modificación de éstos con la orden set/reset. Dos de los ocho bits de la palabra de selección direccionan a uno de los tres registros, o al registro serie/temporizador A. Tres bits direccionan el bit deseado del registro seleccionado y un bit indica si es una orden de puesta a cero o de puesta a uno.

MODOS DE OPERACION

E/S estáticas

La figura 2 muestra la estructura básica de un terminal de E/S estáticas. El registro tampón puede verse como si tuviera una salida de drenaje abierta con un resistor conectado a positivo. Los datos escritos en el registro tampón por el microprocesador están presentes en los terminales E/S; el microprocesador puede leer también la información almacenada. Cuando en el terminal de las E/S aparece un uno lógico, la señal puede ser controlada por una entrada a nivel cero de un componente exterior. Del mismo modo, una entrada en nivel uno en un dispositivo exterior puede ser controlada por un bit de salida que esté en nivel cero: por consiguiente, el registro tampón debe cargarse con un uno lógico antes de las operaciones de entrada. La circuitería interna del 2655 regula automáticamente los niveles de impedancia de las entradas/salidas para cada operación, sea de entrada o de salida, y proporciona también protección contra cortocircuitos del terminal a masa o a V_{CC}.

Cada uno de los registros A, B y C puede operar en el modo E/S estáticas, y es posible cualquier combinación de los terminales de entrada y salida. Cada registro puede ser leido o escrito por el microprocesador octeto a octeto, mientras que cada bit puede ponerse a cero o a uno mediante la orden set/reset. Cuando se utiliza un registro para una combinación de entradas y salidas, los bits correspondientes a los terminales de entrada deben conectarse formando una función "0" con un nivel lógico uno mediante una máscara por software al escribir una palabra de 8 bits en el registro. Del mismo modo, una máscara por software puede separar la información de entrada y salida al leerla del registro.

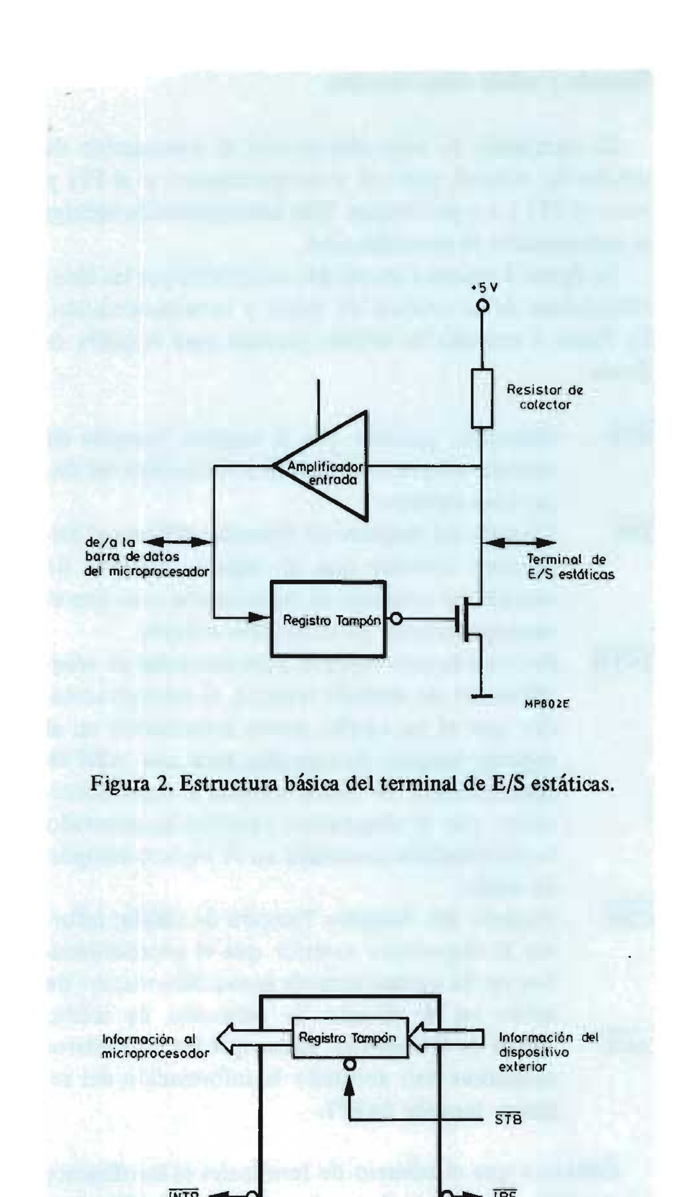


Figura 2. Estructura básica del terminal de E/S estáticas.

Figura 3. (a) Señales de entrada seleccionada y (b) sincronización de la señal de identificación.

Entrada y salida seleccionadas

La operación de selección precisa el intercambio de señales de control entre el microprocesador y el PPI y entre el PPI y los periféricos. Este intercambio de señales es denominado de identificación.

La figura 3 muestra las señales requeridas por las identificaciones de la entrada de datos y la temporización. La figura 4 muestra las señales precisas para la salida de datos.

$\overline{STB}$ Selección; permite que el registro tampón de entrada acepte o retenga la información del dispositivo exterior.

$\overline{IBF}$ Llenado del Registro de Entrada; informa al dispositivo exterior que el registro tampón de entrada ha aceptado su información pero que el microprocesador no la ha leido todavía.

$\overline{INTR}$ Petición de Interrupción; *para una señal de identificación de entrada* informa al microprocesador que se ha escrito nueva información en el registro tampón de entrada; *para una señal de identificación de salida* informa al microprocesador que el dispositivo exterior ha aceptado la información contenida en el registro tampón de salida.

$\overline{OBE}$ Vaciado del Registro Tampón de Salida; informa al dispositivo exterior que el microordenador no ha escrito todavía nueva información de salida en el circuito de retención de salida.

$\overline{ACK}$ Acuse de Recepción: indica que los dispositivos exteriores han aceptado la información del registro tampón de PPI.

Debido a que el número de terminales es insuficiente para asignar un terminal a cada señal de identificación, deben sacrificarse algunos de los terminales de E/S estáticas del registro C. Esto significa que cuando el registro A opera en los modos de selección, tres de los terminales de E/S estáticas del registro C son utilizados por las señales de identificación. Del mismo modo, los modos de selección del registro B precisan tres terminales del registro C, lo que significa que si el registro A y/o el registro B operan en el modo de selección, el registro C tiene solamente 2 ó 5 terminales utilizables por las E/S estáticas. La figura 5 muestra las señales asignadas a los terminales del registro C para entradas/salidas seleccionadas en los registros A y B.

El microordenador puede leer el estado de la señal de identificación mediante la lectura del registro C. La figura 6 muestra el significado de cada uno de los bits de dicho registro. Los bits INTE (inhibición de interrupción) pueden activarse o ponerse a cero para inhibir o desinhibir las señales de INTR (petición de interrupción) a los terminales del registro C.

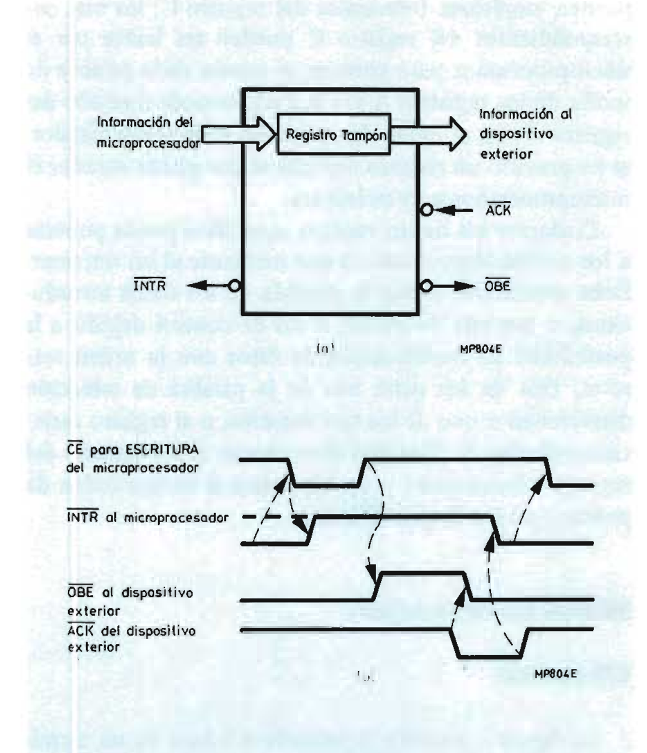


Figura 4. (a) Señales de salida seleccionada y (b) sincronización de la señal de identificación.

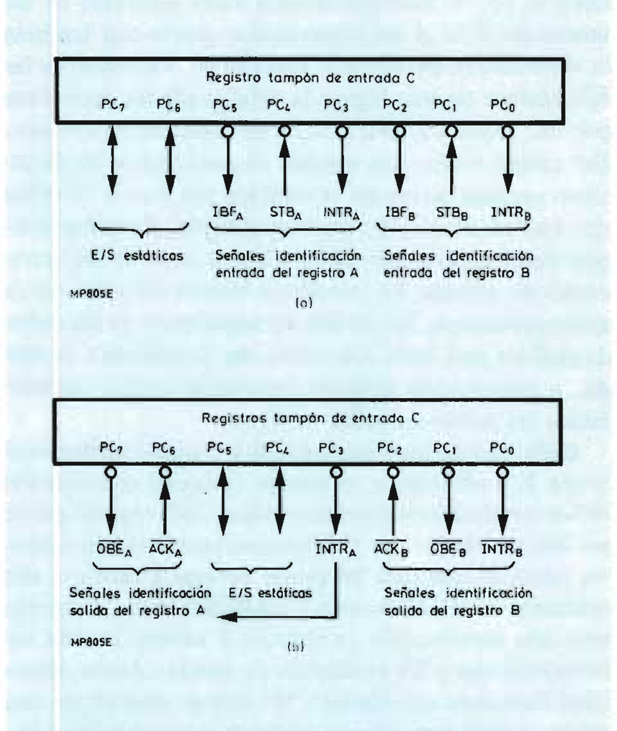


Figura 5. Asignación de señal al registro C para (a) entrada y (b) salida seleccionadas en los registros A y B.

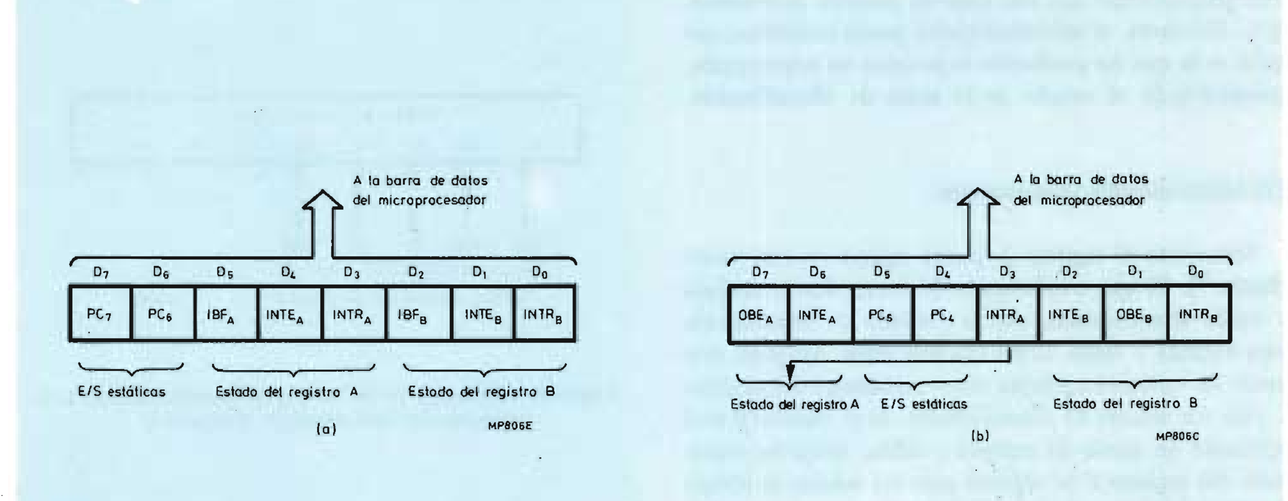


Figura 6. Información de estado del registro C al microordenador.

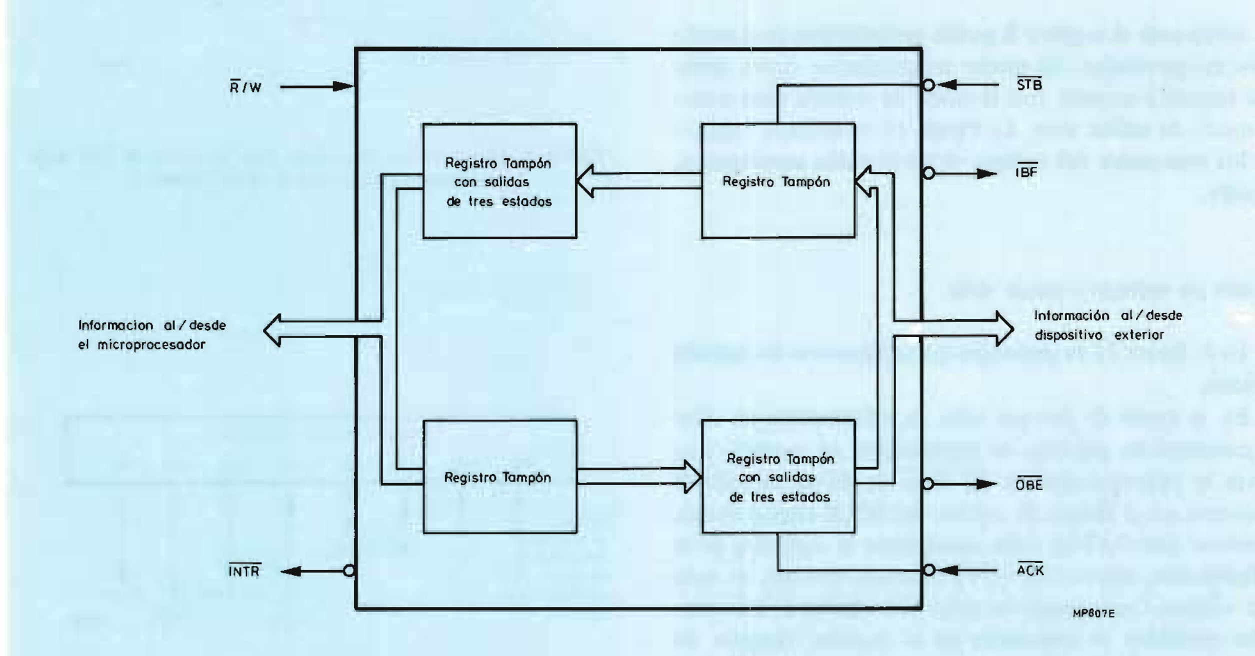


Figura 7. Señales en el modo de E/S bidireccionales seleccionadas.

Todos los terminales del PPI 2655, utilizados para las señales de petición de interrupción INTR, son de drenador abierto, de forma que pueden combinarse entre sí para proporcionar una sola señal de petición de interrupción. Entonces, el microordenador puede identificar qué señal es la que ha producido la petición de interrupción, comprobando el estado de la señal de identificación.

E/S bidireccionales seleccionadas

Solamente el registro A puede operar en este modo (figura 7). Es una combinación de los modos de entrada y salida seleccionadas, con la petición de interrupción para entrada y salida como una sola señal. Así pues, este modo de operación precisa cinco terminales del registro C para sus señales de identificación. Si el registro B está operando en modo de entrada y salida, todas los terminales del registro C se utilizan para las señales de identificación. La figura 8 muestra la asignación de la señal. El microordenador puede leer el estado de la identificación mediante la lectura del registro C (figura 9). Obsérvese que ahora hay dos señales de estado de inhibición de interrupción, $INTE_{IN}$ e $INTE_{OUT}$. Estas pueden activarse o ponerse a cero con las órdenes de control del registro C.

Modo serie/temporizador

Solamente el registro B puede programarse en el modo serie/temporizador. El modo temporizador opera siempre simultáneamente con el modo de entrada serie o con el modo de salida serie. La figura 10 muestra la función de los terminales del registro B en el modo serie/temporizador.

Modos de entrada y salida serie

En la figura 11 se muestran los modos serie de entrada y salida.

En el modo de entrada serie, la información en serie se convierte en palabras de información en paralelo y se envía al microprocesador. El flujo de datos en serie se muestrea en el flanco de subida del SCLK (Reloj Serie), mientras que $GATE_S$ debe suministrar el conjunto de la información, con lo cual el PPI conocerá qué bits en serie son válidos. Cada grupo de ocho bits válidos de información recibidos se colocarán en el registro tampón de entrada del registro B para que el microprocesador los lea. Las señales de identificación son similares a las de los modos de selección: $INTR_S$ (Petición de Interrupción Serie) informa al microprocesador que se ha recibido y almacenado en el registro tampón de entrada del

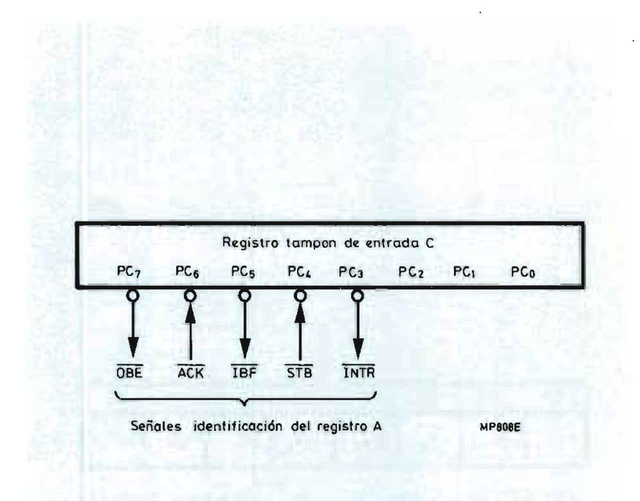


Figura 8. Asignación de las señales de identificación de E/S bidireccionales del registro A al registro C.

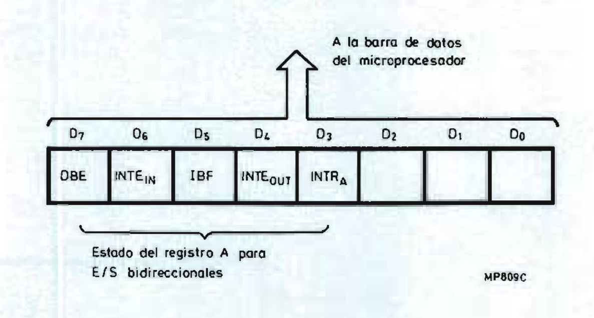


Figura 9. Información de estado para el modo de E/S bidireccionales del registro A en el registro C.

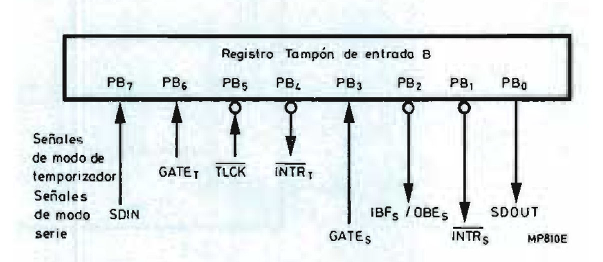


Figura 10. Asignación del terminal del registro B en el modo serie/temporizador.

Información al microprocesador

Registro Tampón

Registro de desplazamiento

$GATE_S$

SCLK

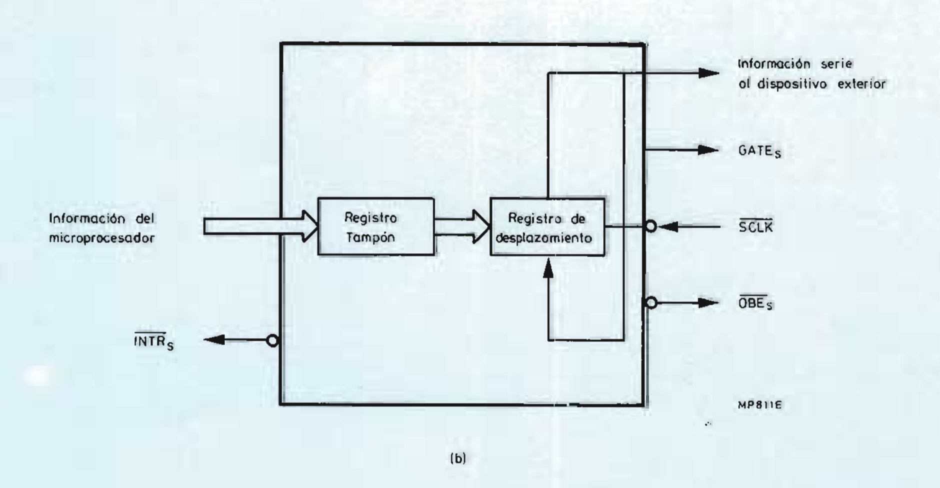
$\overline{IBF}_S$

$\overline{INTR}$

Información serie desde el dispositivo exterior

MP811E

(a)



(b)

Figura 11. Principio de los modos (a) de entrada y (b) salida en serie.

registro B una palabra de información. $\overline{IBF_S}$ (Llenado Serie del Registro de Entrada) informa al dispositivo exterior que esta información convertida es utilizable por el microprocesador, pero que todavía no ha sido leída.

Si $GATE_S$ se desactiva antes de recibir una palabra completa de 8 bits en serie, el contenido del registro de desplazamiento en aquel momento se transfiere al registro B. Puede usarse para convertir palabras en serie de menos de 8 bits, en palabras en paralelo.

El modo serie de salida se utiliza para la conversión de octetos de información en paralelo del microprocesador a información en serie. La información colocada en el registro B por el microprocesador, se transfiere al registro de desplazamiento y se serializa a la velocidad de régimen de la señal de entrada $\overline{SCLK}$.

La señal $GATE_S$ tiene dos funciones. Como salida, dirige las transferencias válidas de información. Toma el valor uno cuando se serializa un "nuevo" octeto de datos y toma el valor cero cuando se vuelve a transmitir un octeto anterior de datos, debido a un fallo de la CPU para cargar a tiempo el registro B. Si se fuerza la salida al estado cero cuando está en nivel lógico uno, las siguientes acciones dependen del estado del registro tampón en el momento en que la salida pasa al estado cero.

a) Si la CPU ha cargado un nuevo octeto de información en el registro tampón, el octeto se transfiere al registro de desplazamiento y se serializa cuando se desinhibe la señal $GATE_S$; $GATE_S$ pasará a nivel alto, indicando así la transmisión de esta nueva información.

b) Si se carga el nuevo octeto de información después del flanco de bajada de $GATE_S$, la información transmitida al desinhibirse $GATE_S$, será el resto del octeto anterior. $GATE_S$ permanecerá en nivel bajo durante este tiempo. Según esto, la nueva información se obtendrá con $GATE_S$ a nivel alto, para indicar que la transmisión de la información es válida.

Esta técnica puede utilizarse para controlar el número de bits que se serializa en cada octeto. La señal $GATE_S$ debe permanecer en nivel lógico cero durante un ciclo de $\overline{SCLK}$, como mínimo.

El modo serie utiliza cinco terminales del registro B: una para la Salida de Información en Serie (SDOUT), una para la Entrada de Información en Serie (SDIN) y tres para las señales de identificación $\overline{INTR_S}$, $GATE_S$ y $\overline{IBF_E}/\overline{OBE_S}$. El Reloj Serie utiliza un terminal independiente.

Para la modalidad serie/temporizador se ha previsto un registro especial de estado al que puede acceder el microprocesador para su lectura.

(*Este artículo continuará en Revista Miniwatt, volumen 19, número 1.*)

MICROPROCESADOR 2650 SIGNETICS

ALIMENTACION (5V)

2650

MEMORIA

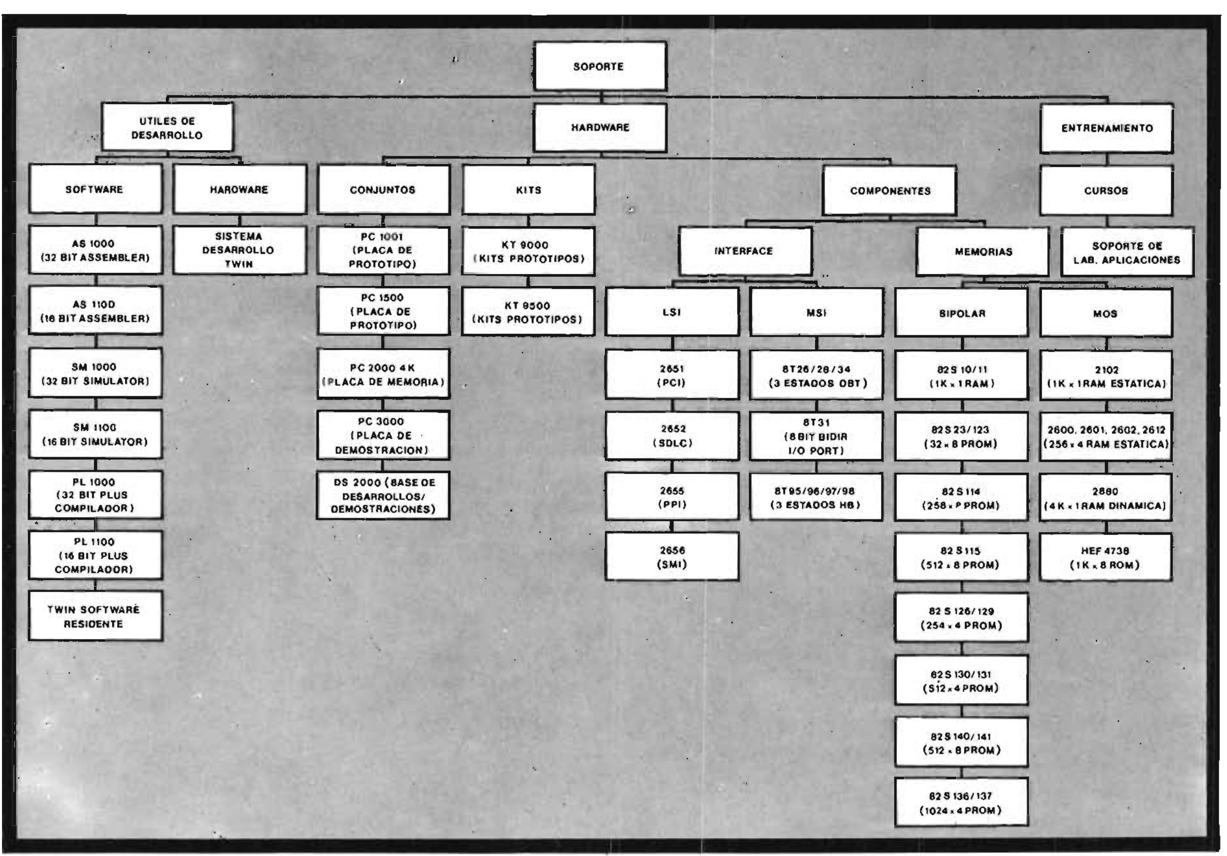
ENTRADA/SALIDA SERIE

I/O SERIE PROGRAMABLE

I/O PARALELO PROGRAMABLE

DMA PROGRAMABLE

Copresa ofrece el soporte que hace del 2650 el microprocesador de más fácil manejo




COPRESA
comercializa
en España
el microprocesador 2650
de
signetics



Revista "Miniwatt"

Vol. 18 - Núm. 11

50 Ptas.

Puente supresor de transitorios BZW10



VOLUMEN 18 - Número 11

DICIEMBRE 1979

PUBLICADA POR COMPAÑIA DE PRODUCTOS ELECTRONICOS "COPRESA", S. A.

Revista MINIWATT
Balmes, 22 - Barcelona-7

SUSCRIPCION ANUAL (11 números). . . 450 Ptas.
GASTOS ENVIO CONTRA-REEMBOLSO . 30 Ptas.
CAMBIO DOMICILIO . . . . 25 Ptas.

Depósito Legal: B.18.387-61 ISSN 0210-2641 GRAFESA - Nápoles, 249 - Barcelona

Tansmisión de datos: cuarta parte

Es la cuarta y última parte del artículo titulado "Transmisión de datos". En ella se describen los niveles de protocolo, las configuraciones de enlace de datos, los códigos de información, las técnicas de sincronización y finalmente se da un ejemplo de aplicación.

Las tres primeras partes se publicaron en Revista Miniwatt, volumen 18, números 4, 7 y 9.

PROTOCOLOS

Niveles de protocolo

Un control de enlace de datos (Data Link Control (DLC)), a menudo también conocido como disciplina de línea o primer nivel de protocolo, es un conjunto de reglas que deben seguir los ordenadores y terminales conectados entre sí para poder asegurar de forma adecuada la transferencia de información. Las funciones básicas de un DLC son:

1. Establecer y llevar a cabo una conexión entre dos estaciones.
2. Asegurar la integridad del mensaje mediante la detección de errores, demandas de retransmisión y conformación negativa o positiva de mensaje.
3. Identificar el transmisor y el receptor mediante escrutinio o selección.
4. Tratar las funciones especiales de control, como por ejemplo demandas de estado, reposición de estación, confirmación de reposición, puesta en marcha y su correspondiente demanda de confirmación y desconexión.

Los protocolos de alto nivel son responsables de funciones tales como acumulación de mensajes, conversión de códigos, reconocimiento y aviso de falsas condiciones en líneas o terminales, comunicación con sistemas ajenos y ordenación de la red de comunicación. Estos protocolos están implementados mediante bloques de software.

En el resto de este texto, la palabra protocolo se refiere al procedimiento DLC (Data Link Control). La configuración de enlace de datos, codificación de información y métodos de sincronización influyen directamente en la forma como debe ser diseñado o implementado un determinado DLC.

Configuraciones de los enlaces de datos

Un enlace de transmisión de datos incluye modems, acoplamientos de comunicación en serie y el canal de transmisión (véase la figura 8). Los controles del conjunto son necesarios para que opere el enlace de transmisión, pero no para los ordenadores, los terminales o los circuitos de entrada/salida existentes en cada terminal del enlace.

La naturaleza del canal de comunicaciones elegido tiende a dictar la selección de las posibles opciones en el resto del enlace de datos. Existen dos configuraciones de comunicación básicas: punto a punto y multipunto. La figura 9 ilustra estas dos configuraciones.

Transmisión de datos punto a punto

Una transmisión de datos punto a punto es un medio de comunicación entre dos estaciones solamente. Todas las transmisiones deben efectuarse entre las dos líneas operando sobre el canal. La comunicación punto a punto puede establecerse en líneas de comunicación no conmutadas o en una red conmutada. En una línea en alquiler

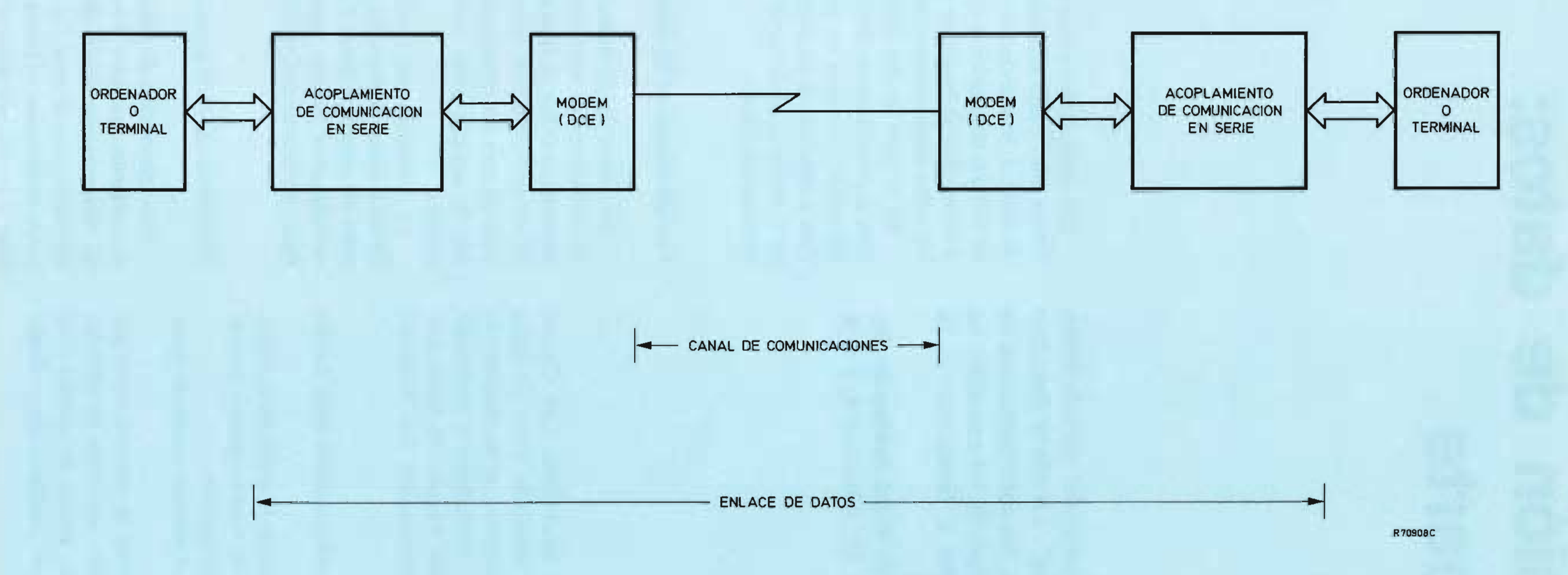


Figura 8. Elementos de hardware de un enlace de datos.

(del tipo de conexión permanente), las comunicaciones se establecen siempre entre las dos mismas estaciones y pueden ser duplex o semiduplex. La configuración de lazo es punto a punto en una sola dirección (simple).

En una red conmutada, el enlace o cadena de datos se desconecta después de que las dos estaciones hayan completado sus comunicaciones. Para cualquier transmisión posterior, se crea una nueva conexión mediante procedimientos de marcado directo, de forma manual o automática. La nueva cadena de transmisión se puede establecer con cualquier otra estación de la red. La información circula en una sola dirección en un instante (semiduplex) en la red conmutada.

Transmisión de datos multipunto

Para el funcionamiento multipunto (también llamado multipuerta), una estación de la red está siempre destinada al control, estación primaria. El resto de las estaciones son tributarias de esta primera, estaciones secundarias. La estación de control controla todas las transmisiones dentro del sistema multipunto que, en general, se establecen sobre líneas no conmutadas. Esta forma de funcionamiento es la que se conoce como multipunto centralizado. La estación de control inicia todas las transmisiones mediante la elección o escrutinio de una estación secundaria. Por tanto, cualquier tipo de transmisión se establece entre la estación primaria y una de las secundarias, quedando las otras estaciones en una actitud pasiva. Los canales para el funcionamiento multipunto pueden ser duplex o semiduplex. Frecuentemente, sólo una estación primaria en un canal multipunto trabajará en duplex, mientras que las estaciones secundarias lo harán en semiduplex. Esta forma de funcionamiento se conoce como multipunto.

Códigos de información

Para permitir las comunicaciones entre varios ordenadores y terminales que formen parte de un sistema de transmisión de datos se requiere un método uniforme de intercambio de la información. Esto requiere que se establezca una estructura de codificación de caracteres para la interpretación de los bits como caracteres, una sintaxis para la formación de mensajes a partir de los caracteres, y procedimientos de control de las comunicaciones para el intercambio de mensajes.

En los sistemas de transmisión de datos se pueden emplear un gran número de esquemas de codificación diferentes para la representación de éstos. Los códigos se diferencian principalmente en el número de bits utilizado para representar los caracteres y el modelo particular de bits que corresponde a los caracteres. Los caracteres se dividen en caracteres gráficos que representan un símbolo, y caracteres de control que son empleados para controlar el funcionamiento de terminales, ordenador, o las comunicaciones.

Entre los códigos más empleados de comunicaciones cabe destacar el de siete bits más uno de paridad, denominado ASCII (American Standard Code for Information Interchange). En este código existen caracteres especiales para el control de las comunicaciones. Estas funciones de control incluyen sincronización, encabezamiento de mensajes y control.

Una variante del ASCII lo constituye el código DIC (Data Interchange Code). Se diferencian principalmente en que en el código DIC, algunos caracteres impresos están sustituidos por caracteres no impresos de control, y la paridad está especificada como impar. Actualmente, este código se está adaptando para las comunicaciones entre ordenadores.

De los otros códigos existentes, los más empleados son el EBCDIC (Extended Binary Coded Decimal Interchange Code), el Baudot de 5 bits empleado en los antiguos equipos de teleimpresión, el Four of Eight Code, el Binary Coded Decimal (BCD) y el Trascode de seis bits.

El EBCDIC es un código de ocho niveles similar al ASCII. Emplea el octavo nivel como bit de información, por lo que el margen de caracteres se extiende a 256. El ASCII emplea su octavo nivel para un bit de paridad (dando paridad impar a la transmisión síncrona y par a la asíncrona).

Técnicas de sincronización

Tal como se ha especificado anteriormente, la transmisión síncrona no emplea bits de inicialización de carácter por lo que aumenta la eficiencia del canal de comunicación en comparación con la dada para la transmisión asíncrona. Por ello, la mayoría de los protocolos emplean transmisión síncrona.

Hay que distinguir entre la sincronización de bits, la sincronización de carácter, la sincronización de bloque y la sincronización de mensaje cuando se está empleando transmisión síncrona. La sincronización de bits se logra mediante la recepción de una señal de reloj que coincide con la secuencia de datos en serie recibidos. La mayoría de modems (es decir, terminales) obtienen esta señal de reloj a través de circuitos PLL (Phase Locked Loop) a partir de transiciones de 0 a 1 ó de 1 a 0 en los datos recibidos. Esta técnica logra superar el efecto del retardo de propagación entre estaciones distantes, y la tendencia a que se desplacen los circuitos electrónicos dentro del modem.

Si el DLC (Data Link Control) está implementado en un canal semiduplex, la transición de bits no tendrá lugar al efectuarse un cambio de dirección de la transmisión, y

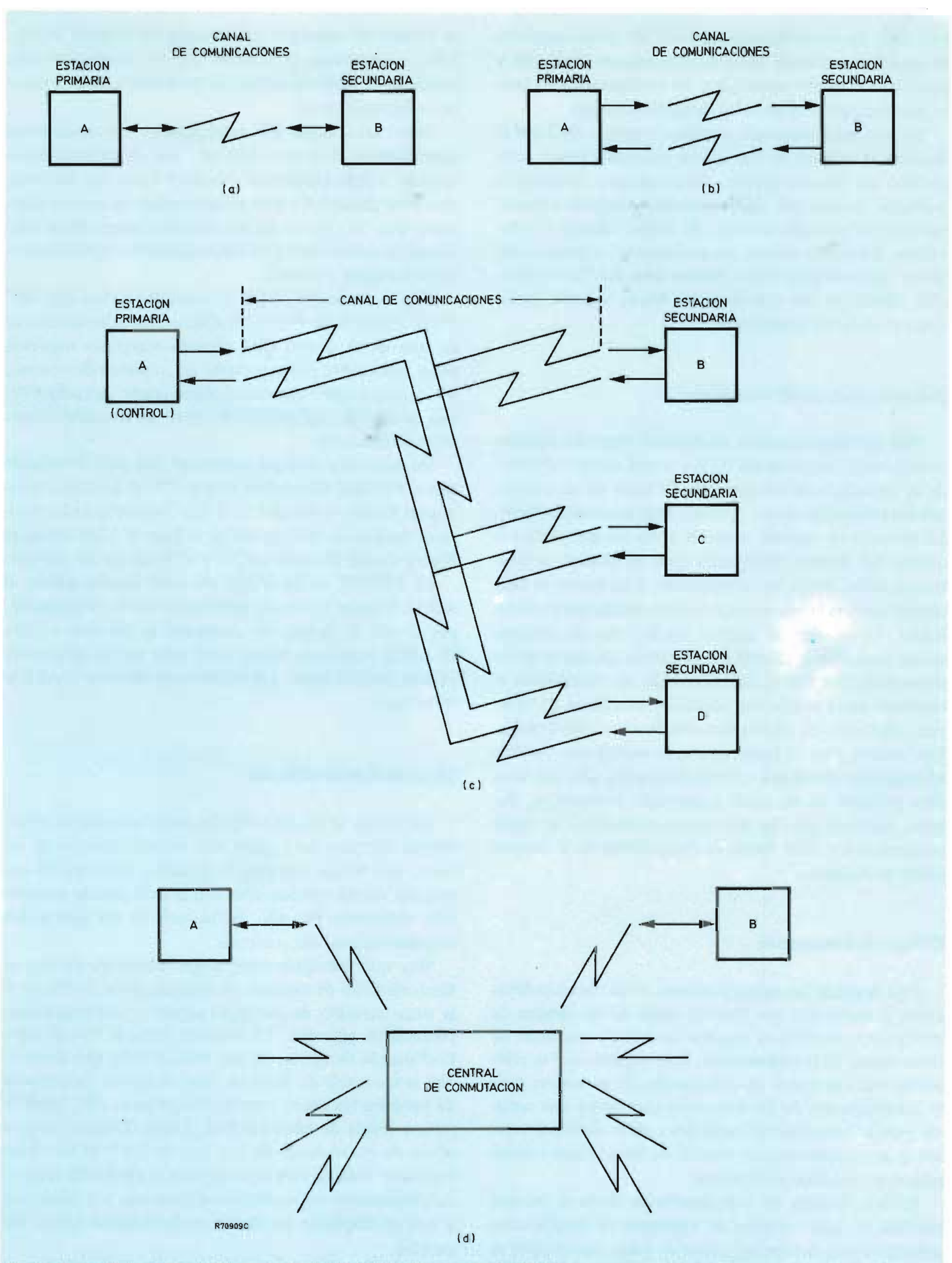


Figura 9. Configuraciones de las comunicaciones. (a) Punto a punto, semiduplex (no conmutada). (b) Punto a punto, duplex (no conmutada). (c) Multipunto, duplex (no conmutada). (d) Conmutada DDD (punto a punto, semiduplex).

se perderá la sincronización. Para evitar este problema, se suelen enviar una serie de ceros y unos alternados antes de cada transmisión. Esto es lo que se conoce como carácter de apertura PAD.

La sincronización de caracteres se efectúa mediante la identificación de la fase de uno a dos caracteres de fase, a menudo denominados caracteres SIN o sinc. El receptor detecta estos caracteres SIN y de fase, y mediante conteo de los bits, reconoce el principio y final de cada uno de los caracteres correspondientes. Para asegurar la sincronización del carácter a través del mensaje, a veces se intercalan secuencias SIN en la secuencia de datos transmitidos, en intervalos de uno a dos segundos. Esto permite que las estaciones receptoras verifiquen que están en sincronismo. Si no se recibe un SIN en el intervalo indicado, el receptor no aceptará el mensaje y empezará a buscar la secuencia de caracteres SIN que deberán preceder al siguiente mensaje.

La sincronización de bloque y de mensaje son más bien una cuestión de estructura y de reconocimiento del principio y del final de un bloque o de un mensaje que una dependencia exacta del tiempo. Es decir, dependen directamente del procedimiento DLC.

Características de los controles de enlace de datos (DLC)

El DLC puede clasificarse en protocolos de control de byte (Byte Control Protocols (BCP)) y en protocolos orientados de bit (Bit Oriented Protocols (BOP)). En los BCP, un determinado juego de caracteres de control de comunicación efectúa de forma adecuada la operación de transferencia de datos. Estos caracteres de control forman parte de un código de información, tal como el ASCII o el EBCDIC. El código a su vez está constituido por caracteres gráficos (alfanuméricos, $, . . . etc.) y por caracteres de control de circuitos periféricos (LF, CR, BS, etc. . . .). Los mensajes BCP se transmiten en bloques que están compuestos por un encabezamiento o campo de control, un cuerpo o campo de texto y un final o campo de comprobación de error. Los caracteres específicos de principio/final se emplean como campo o bloque delimitador para el protocolo BISYNC (Binary Synchronous Communications). Algunos ejemplos de estos caracteres son: SOH, principio de encabezamiento; STX, principio de texto; ETX, final de texto; ITB, final del bloque intermedio de transmisión; EOT, final de transmisión. En el DDCMP (Digital Data Communications Message Protocol) se emplea el conteo de caracteres para la determinación de la longitud del campo de texto, mientras que un carácter SOH delimita el campo de encabezamiento.

El BOP tan sólo emplea dos o tres caracteres específicos de control para las operaciones del sistema de transmisión de datos. Estos se usan para delimitar el principio (FLAG) y el final (FLAG, ABORT, GA) de una estructura de mensaje. Después de la recepción del carácter FLAG de delimitación de principio de mensaje, se emplea la posición para delinear la secuencia de bits que sigue en los siguientes campos. Estos campos son los de dirección, control, información y secuencia de comprobación de estructura. Los campos de dirección, control y comprobación de estructura son de longitud fija; la longitud del campo de información es variable y puede ser cero. Algunos ejemplos de protocolos BOP son los Synchronous Data Link Control (SDLC), Advanced Data Communication Control Procedures (ADCCP), High-Level Data Link Control (HDLC) y otros protocolos desarrollados por los mismos fabricantes de ordenadores. Todos los protocolos anteriormente mencionados son similares y pueden ser tratados como subconjuntos del ADCCP.

Demanda automática de repetición

Los dos tipos de demanda automática de repetición son continua y discreta. Cada una de ellas proporciona métodos definidos para el conocimiento de la recepción correcta de los bloques de información transmitidos.

Cuando se establece una conexión con demanda automática de repetición discreta, el transmisor envía un bloque de información y se para. Eventualmente, el receptor toma este bloque y lo somete a un examen de errores y a continuación envía un carácter de control ACK al transmisor para indicar que el bloque es correcto, o un carácter de control NAK para indicar la presencia de un error. Al recibir un ACK, el transmisor envía el siguiente bloque de la secuencia, mientras que si recibe un NAK, se retransmite el mismo bloque. Por lo tanto se observa que el método discreto implica períodos de desocupación de línea, incluyendo los tiempos de propagación y retrasos entre bloques, con lo que la línea no está trabajando a plena capacidad. En función de la tasa de errores, se logran unas eficiencias de línea comprendidas entre el 25% y el 50%. El protocolo BISYNC es el tipo de demanda automática de repetición discreta más conocida.

En la demanda automática de repetición continua, el transmisor está enviando un bloque detrás de otro sin ningún tipo de interrupción. El receptor y el transmisor llevan un conteo individual de los bloques y proporcionan un almacenamiento para retener estos bloques. Sólo cuando se detecta un bloque erróneo, el receptor informa al transmisor que envíe de nuevo este bloque y todos los posteriores. Los protocolos SDLC, BDLC y DDCMP emplean demanda automática de repetición continua. Con este tipo de demanda de repetición, y en condiciones ideales se puede llegar a alcanzar un 90% de eficiencia.

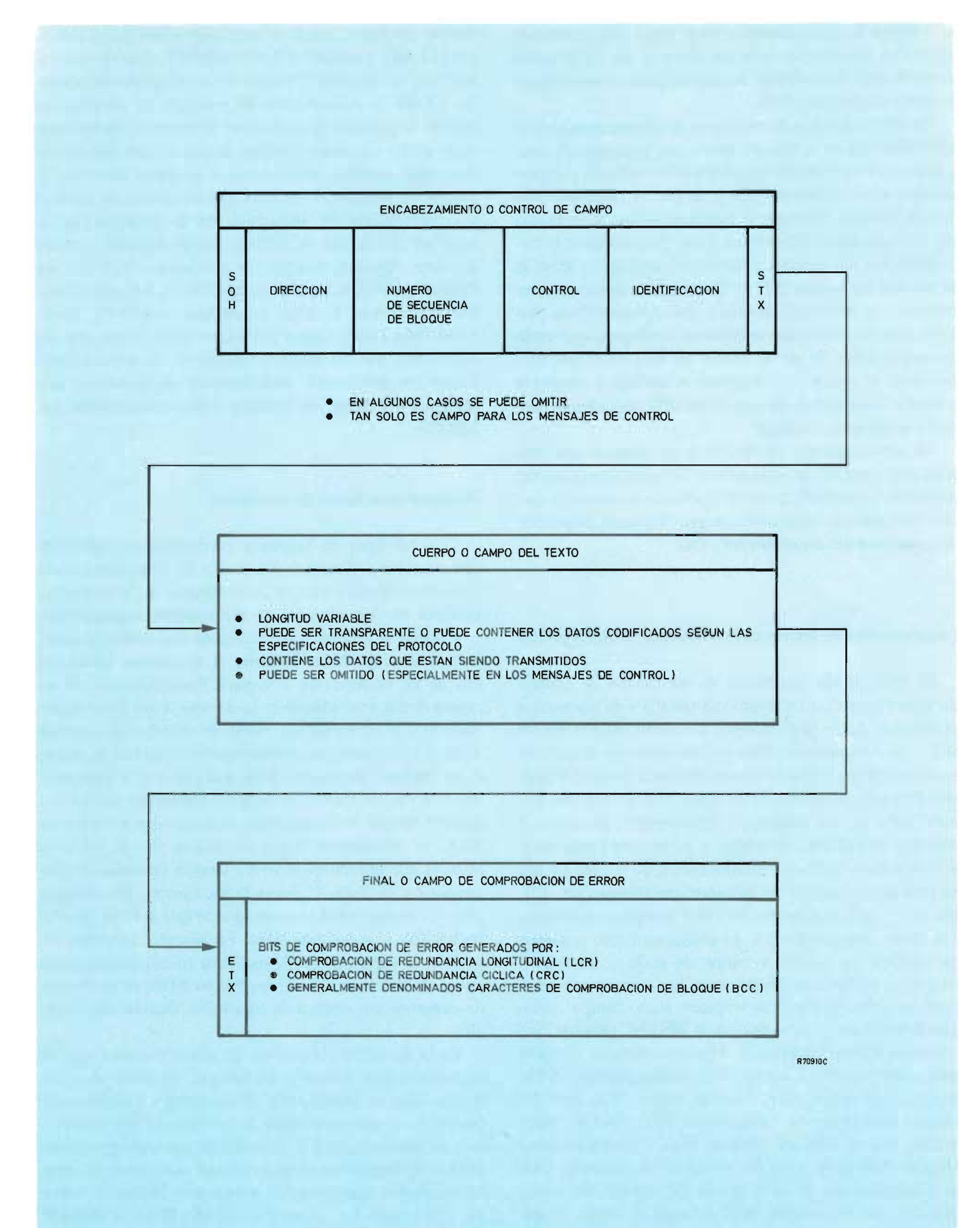


Figura 10. Formato de bloque de mensaje BCP.

Mensajes BCP

Tal como se dijo anteriormente, los mensajes BCP (Byte Control Protocol) se transmiten en unidades denominadas bloques. Los componentes de un bloque de transmisión se muestran en la figura 10. El campo de encabezamiento contiene información auxiliar que identifica la dirección del destino del mensaje o fuente, el indicativo numérico de la tarea que representa (si éste existe), el tipo de mensaje (de dato o de control), la acción de control y la identificación de posibles errores previos en la transmisión del mensaje.

Las acciones de control se emplean para inicializar una estación secundaria, para separar la recepción de bloques buenos o malos, para preguntar la razón por la cual una respuesta no se ha dado dentro del período de tiempo correcto, o para obtener la transferencia de una secuencia. A continuación se dan ejemplos de preguntas o respuestas de una típica función de control.

– Esta es la estación *A* que está transmitiendo.
– Tengo un mensaje para la estación *B*.
– ¿Está usted preparado para recepción?
– Recibí su último mensaje.
– He terminado, es su turno para transmitir.
– ¿Tiene algo para enviarme?
– En este momento no puedo estar a la escucha, no envíe nada.
– No le oigo, por lo tanto voy a colgar.

La información de control se envía mediante caracteres especiales o mediante secuencias de caracteres.

El campo de *texto* incluye los datos que se están transmitiendo. Este campo de longitud variable no incluye mensajes de control. El texto puede estar constituido por caracteres del código de información o puede ser transparente a este código. En este último caso, hay que distinguir entre los caracteres del código que se están empleando y los datos propiamente dichos (binarios, decimales, de coma flotante), los códigos especializados y los programas de ordenador en lenguaje máquina. Esto se logra mediante el empleo de modos transparentes cuya implementación depende del DLC específico.

Para asegurar la correcta recepción de la información por el canal de comunicaciones, se genera y se transmite una secuencia de bits de comprobación, a menudo denominada carácter(es) de comprobación de bloque (Block Check Character(s) (BCC)) que forma parte del campo de comprobación de errores. Cada bloque de datos transmitido es examinado en la estación receptora, de alguna de las múltiples formas posibles, en función del código y de las funciones empleadas. Estos métodos de comprobación pueden ser:

1. Comprobación de redundancia vertical (VRC, comprobación de paridad en cada carácter) junto con una comprobación de redundancia longitudinal (LRC, paridad horizontal, es decir 0-exclusivo en los caracteres) que se envía como campo de comprobación de errores. Obsérvese que ciertos caracteres de control y modos transparentes de información no están sujetos al LRC.
2. Comprobación de redundancia cíclica (CRC) que implica una división polinómica de la secuencia de bits por un polinomio CRC. El polinomio dividendo está inicialmente preajustado a cero, siendo los ceros y unos de la secuencia de datos los coeficientes de este polinomio dividendo. La división utiliza sustracción módulo dos (sin arrastre), el resto es transmitido como campo de comprobación de errores. La estación receptora compara el resto transmitido con el resto computado por ella, y una condición de igualdad indica que no existe error. El valor del polinomio depende del protocolo y del código que se está empleando.

Mensajes BOP

Los protocolos de bit orientado (Bit Oriented Protocols (BOP)) son mucho más directos y de empleo más general que los BCP estudiados antes. Los mensajes BOP se transmiten en grupos, y todos los mensajes como el formato normalizado de grupo mostrado en la figura 11.

Las características comunes de los mensajes BOP son:

– Independencia de códigos, configuraciones de línea y periféricos.
– Se tiene en cuenta la posición de los caracteres en lugar de proceder a su control o conteo.
– Existe un formato de grupo normalizado para todos los mensajes.
– El funcionamiento en ARQ continuo permite hasta siete grupos fundamentales (127 si se mantiene un conteo de grupo de siete bits).
– Permite el funcionamiento en semi-duplex o duplex.
– La transparencia de la información se logra mediante la inserción de cero y borrado.
– La comprobación de errores es un grupo completo.

Tal como se muestra en la figura 11, un grupo empieza con una secuencia FLAG de 8 bits, 01111110, seguida por una secuencia de DIRECCION, una de INFORMACION (si existe), una secuencia de COMPROBACION DE GRUPO y termina con otra secuencia FLAG. Cada estación perteneciente al sistema de transmisión de datos está continuamente buscando las secuencias FLAG y de DIRECCION. Por ejemplo, en el funcionamiento multipunto, una estación secundaria debe detectar un FLAG inmediatamente seguido de su correspondiente DIRECCION para desinhibir al receptor.

Cuando la estación primaria está transmitiendo, la

INSERCION DEL CERO / BORRADO Y ACUMULACION CRC

FLAG	DIRECCION	CONTROL	INFORMACION	FCS	FLAG
01111110	UNO O MAS CARACTERES DE 8 BITS	UNO O DOS CARACTERES DE 8 BITS	CERO O MAS CARACTERES DEBEN SER MULTIPLOS DE 8 BITS	RESTO INVERTIDO CRC-CCITT DE 16 BITS	01111110

R70911C

Figura 11. Formato de una estructura BOP.

secuencia de DIRECCION designa qué estación secundaria deberá recibir el balance del grupo transmitido. Cuando una estación secundaria está transmitiendo, la secuencia de DIRECCION llama a la estación primaria que corresponde a la estación secundaria que ha producido el grupo. Una estación secundaria debe reconocer su DIRECCION válida antes de aceptar un grupo y de tomar una decisión en el contenido de este grupo. Además, la estación primaria sólo aceptará un grupo cuando se le haya dado la dirección de la estación secundaria a la que va dirigida la información. Para asegurar la integridad de los datos que se están transmitiendo, la secuencia de dirección aparece en cada grupo. Ello permite que la estación primaria esté recibiendo información desde varias secundarias al mismo tiempo sin mezclar la transferencia de información de cada una de las estaciones particulares. Empleando una codificación binaria directa, una secuencia de dirección de ocho bits puede llegar a diferenciar 256 estaciones o terminales.

Algunos de los mensajes BOP (ADCCP y HDLC) permiten el empleo de un campo de DIRECCION de más de 256 terminales. Para ello, el bit menos significativo de un byte de DIRECCION se ajusta a cero si a continuación se tiene otro byte de DIRECCION; se emplea un uno para indicar que está pasando al menos un byte de dirección. Puesto que sólo se emplean siete bits para la dirección real de la estación, cada byte de dirección puede diferenciar hasta 128 terminales. No existe un número máximo de bytes de DIRECCION en un campo de DIRECCION ampliado.

Una "dirección global" de ocho unos puede ser interpretada como una dirección de una estación secundaria que activará el receptor. Esta deberá ir a continuación del FLAG de apertura.

El campo de CONTROL es el que va a continuación de la secuencia de DIRECCION. En realidad es el alma del mensaje BOP puesto que determina el tipo de mensaje, el conteo de secuencias enviadas y recibidas, las órdenes dadas desde la estación primaria y la respuesta final de la estación secundaria. La estación primaria emplea el CONTROL para ordenar a la estación secundaria la operación que debe efectuar mientras que la estación secundaria emplea el CONTROL para responder a la estación primaria.

El campo de CONTROL toma uno de los siguientes formatos en función de lo que indica el campo:

- transferencia de información;
- órdenes/respuestas de supervisión;
- órdenes/respuestas sin secuencia.

Un campo de CONTROL de un byte emplea tres bits para transmitir y tres bits para recibir el conteo de secuencias. Esto significa que se podrán reconocer hasta siete estructuras a la vez. Para aumentar el número de éstas, se emplea un segundo byte para proporcionar cuatro bits adicionales para transmitir y cuatro para recibir el conteo de secuencias. Este campo de CONTROL ampliado permite hasta 127 estructuras. Obsérvese que se necesitará un almacenamiento temporal que contenga todas las estructuras para que puedan ser retransmitidas en el caso de que hayan sido recibidas con error.

El campo INFORMACION puede variar en longitud, incluyendo diferentes longitudes en las estructuras secuenciales que forman una transmisión completa. Los datos pueden configurarse en cualquier código, incluyendo el binario decimal codificado, el decimal encapsulado, EBCDIC, ASCII, y Baudot. El campo INFORMACION puede ser utilizado para transmitir cualquier tipo de código. No obstante, el contenido del campo debe estar autodefinido por medios reales. Por ejemplo, los caracteres de control del periférico, tales como RETORNO DE CARRO, serán realmente parte del campo INFORMACION, mientras que el código que se esté empleando, ya sea ASCII o ABCDIC, puede hallarse implícito en la dirección de un determinado terminal diseñado para un código específico. Además, el hecho de que una estructura contenga un campo de INFORMACION depende en todo momento del formato CONTROL transmitido.

Debido a que no existe restricción en el modelo de bits que puede aparecer entre el final del FLAG de apertura y el comienzo del FLAG final, los datos transmitidos pueden contener seis o más unos contiguos y este modelo puede ser interpretado como un FLAG, y terminar inadvertidamente con una estructura incompleta. Para solventar esto, una vez se ha completado el FLAG de apertura, la estación transmisora empieza a contar el número de unos contiguos; insertando automáticamente un cero a continuación del quinto uno. De la misma forma, el receptor cuenta el número de unos contiguos. Cuando el número es cinco, inspecciona el sexto bit; si el sexto bit es cero, la estación receptora elimina el cero, pone a cero su contador y continua recibiendo. Pero si el sexto bit es un uno, la estación receptora continua recibiendo y actúa en función del FLAG.

La SECUENCIA DE COMPROBACION DE ESTRUCTURA (FRAME CHECK SEQUENCE (FCS)) está incluida en todas las estructuras BOP para detectar los errores que puedan aparecer durante la transmisión. Este campo tiene 16 bits y precede inmediatamente al FLAG de final de estructura. El contenido del campo FCS, basado en una comprobación de redundancia cíclica, es un resto invertido obtenido de una división de los datos transmitidos por un polinomio generador. El dividendo se ajusta inicialmente a uno y el dato que sigue pasa a ser el dividendo. El polinomio generador para el CRC-CCITT es:

$$G(x) = x^{16} + x^{12} + x^5 + 1$$

Tabla 6. *Características del protocolo.*

Característica	DDCMP	BISYNC	SDLC	ADCCP	HDLC
Duplex	Sí	No	Sí	Sí	Sí
Semi-duplex	Sí	Sí	Sí	Sí	Sí
Serie	Sí	Sí	Sí	Sí	Sí
Paralelo	Sí	No	No	No	No
Transparencia datos	Cuenta	Relleno carácter	Relleno bit	Relleno bit	Relleno bit
Operación asíncrona	Sí	No	No	No	No
Operación síncrona	Sí	Sí	Sí	Sí	Sí
Punto a punto	Sí	Sí	Sí	Sí	Sí
Multipunto	Sí	Sí	Sí	Sí	Sí
Detección error (CRC)	CRC-16	CRC-16	CRC-CCITT	CRC-CCITT	CRC-CCITT
Recuperación error retransmitido	Sí	Sí	Sí	Sí	Sí
Capacidad adaptadora.	Sí	No	No	No	No

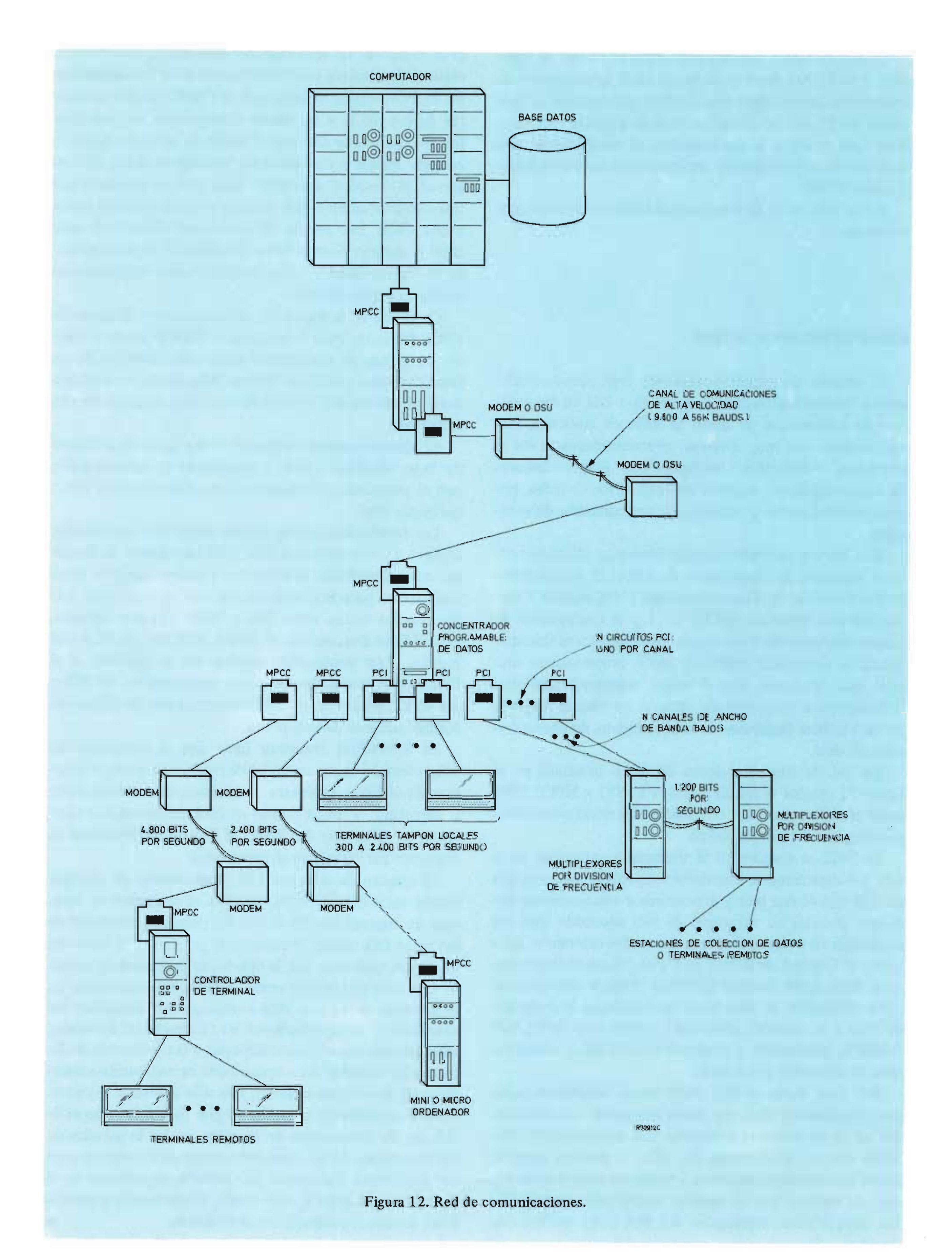


Figura 12. Red de comunicaciones.

Todos los datos transmitidos entre el FLAG de apertura y el FLAG final se incluyen en la acumulación de comprobación, excepto aquellos bits cero insertados para evitar los FLAG no deseados. Debido a que la CRC recibida está sujeta a la acumulación, el resultado de una transmisión correctamente recibida es la constante hexadecimal F0B8.

En la tabla 6 se da una comparación de los DLC más comunes.

EJEMPLO DE APLICACION

El empleo de microprocesadores y de circuitos integrados receptores/transmisores del tipo LSI en los sistemas de transmisión de datos se halla en aumento. Las aplicaciones son muy diversas: concentradores de datos altamente sofisticados, multiplexores, preprocesadores de comunicaciones, equipos de diagnóstico de redes, terminales inteligentes y sistemas de conmutación de mensajes.

Dos nuevos productos específicamente diseñados para el mercado de transmisión de datos: el Acoplamiento Programable de Comunicaciones (Programable Communications Interface (PCI)) 2651 y el Controlador de Comunicaciones Multiprotocolo (Multi-Protocol Communications Controller (MPCC)) 2652, proporcionan muchas más funciones que el básico receptor/transmisor. Prácticamente se ha logrado integrar en ellos la mayoría de las posibles funciones de acoplamiento de comunicación en serie.

La red de comunicaciones de datos mostrada en la figura 12 emplea varios circuitos PCI 2651 y MPCC 2652 entre el ordenador y los terminales exteriores o los diversos circuitos de entrada/salida.

El 2652 se emplea en la transmisión síncrona en la que los caracteres se transmiten en forma de secuencia de bits con el receptor y el transmisor sincronizados mediante un reloj de velocidad de bits adecuado para ser empleado en redes con protocolos de bit orientado, tales como el Control de Enlace de Datos Síncrono (Synchronous Data Link Control (SDLC)). Realiza una considerable diversidad de funciones que incluyen la inserción de cero y el borrado, generación y detección del FLAG/ABORT, generación y comprobación CRC y comparación de dirección secundaria.

Por otra parte, el PCI 2651 puede emplearse tanto para transmisión síncrona como asíncrona. Las velocidades en la transmisión asíncrona son normalmente inferiores que en la síncrona. Por ello, se pueden emplear líneas sin condicionamientos y modems menos sofisticados, de manera que el sistema resulte más económico. Las capacidades funcionales del PCI 2651 incluyen la generación de la velocidad de transmisión en baudios, control de modem y diferentes modos de funcionamiento. El PCI emplea el protocolo BYSINC con los caracteres SIN y DLE y un modo transparente de funcionamiento. Se puede emplear el modo de auto-eco asíncrono para recibir y transmitir un mensaje recibido sin cargar el procesador acoplado. Esto podría proporcionar una comprobación visual de error para un terminal transmisor CRT. Los modos de autocomprobación de lazo local y remoto pueden aislar los fallos en el acoplamiento PCI/procesador y en el modem/enlace de comunicaciones, respectivamente.

En la red de la figura 12, el Concentrador Remoto de Datos (Remote Data Concentrator (RDC)) ayuda a reducir los costes de transmisión aceptando mensajes de varios terminales por líneas de baja velocidad y transmitiéndolas al procesador a través de una línea síncrona de alta velocidad.

El almacenamiento temporal de los datos de las líneas de baja velocidad ayuda a regularizar la comunicación con el procesador. En muchos casos ésta requerirá diversas líneas RDC.

Los terminales pueden utilizar diferentes velocidades, códigos y protocolos si el RDC, el Controlador de Terminal o los Terminales intermedios pueden convertir estos parámetros para la comunicación con el ordenador. Las velocidades varían entre 300 y 4800 bits por segundo. Los códigos pueden ser: el ASCII, ENCDIC, el DCB o el binario. Los protocolos pueden ser el BISINC o el SDLC. Los modos de operación programables del PCI y del MPCC permiten el funcionamiento con las diferentes configuraciones de terminales.

El Front-End Processor hace que el ordenador no deba efectuar tareas como las de control de línea, conversión de códigos, respuesta automática, direccionamiento y escrutinio y transformación carácter-mensaje y viceversa. A diferencia del RDC, el Front-End Processor es elemento perteneciente al procesador.

El empleo de circuitos LSI programables de comunicación serie resulta ventajoso para el diseñador de sistemas de transmisión de datos. La densidad funcional de los tipos LSI reduce el tamaño, la potencia y el coste del hardware, mientras que la operación programable permite que sean empleados como componentes normales en el sistema. A su vez, esta normalización simplifica los exámenes y comprobaciones en recepción, el intervalo/almacenamiento, el mantenimiento y la sustitución de las piezas defectuosas. La adaptabilidad es otro punto importante de la programabilidad. Tan sólo mediante la reconversión en software se pueden lograr cambios en las velocidades de transmisión en baudios, en las longitudes de los caracteres, en las comprobaciones de los errores y en los protocolos. Esto tiene una notable importancia en el tiempo de rediseño y en el costo, minimizando la posibilidad de que el producto caiga en desuso. ■

Aplicación de termistores P.T.C.: protección de altavoces contra sobrecargas

En este artículo se estudian los termistores de coeficiente positivo de temperatura (PTC) como dispositivos de protección de altavoces contra sobrecargas.

Esta forma de proteger los altavoces tiene la ventaja de que no es necesario intervenir manualmente para volver a poner en funcionamiento el sistema, tal como ocurre si se utilizan fusibles.

Altavoces estándar

Muchas veces es indispensable proteger los altavoces de calidad media contra las sobrecargas que ocasionan los amplificadores modernos, sobre todo, los de elevada potencia.

Estas sobrecargas son realmente temibles cuando un amplificador alimenta un grupo de altavoces que pueden estar puestos parcialmente fuera del circuito, lo que trae consigo una posible sobrecarga perjudicial.

La puesta en serie –con cada uno de los altavoces– de un termistor PTC es recomendable para proteger eficazmente la instalación, sin necesidad de ninguna operación para volver a ponerla en marcha de nuevo.

Altavoces de alta fidelidad

En alta fidelidad, la reproducción de toda la gama sonora exige la utilización de un recinto acústico con varios altavoces cada uno de los cuales está especializado en una gama de frecuencia bien definida.

Por ejemplo, para la reproducción de la banda de 40 a 20.000 Hz que corresponde a 9 octavas, se pueden

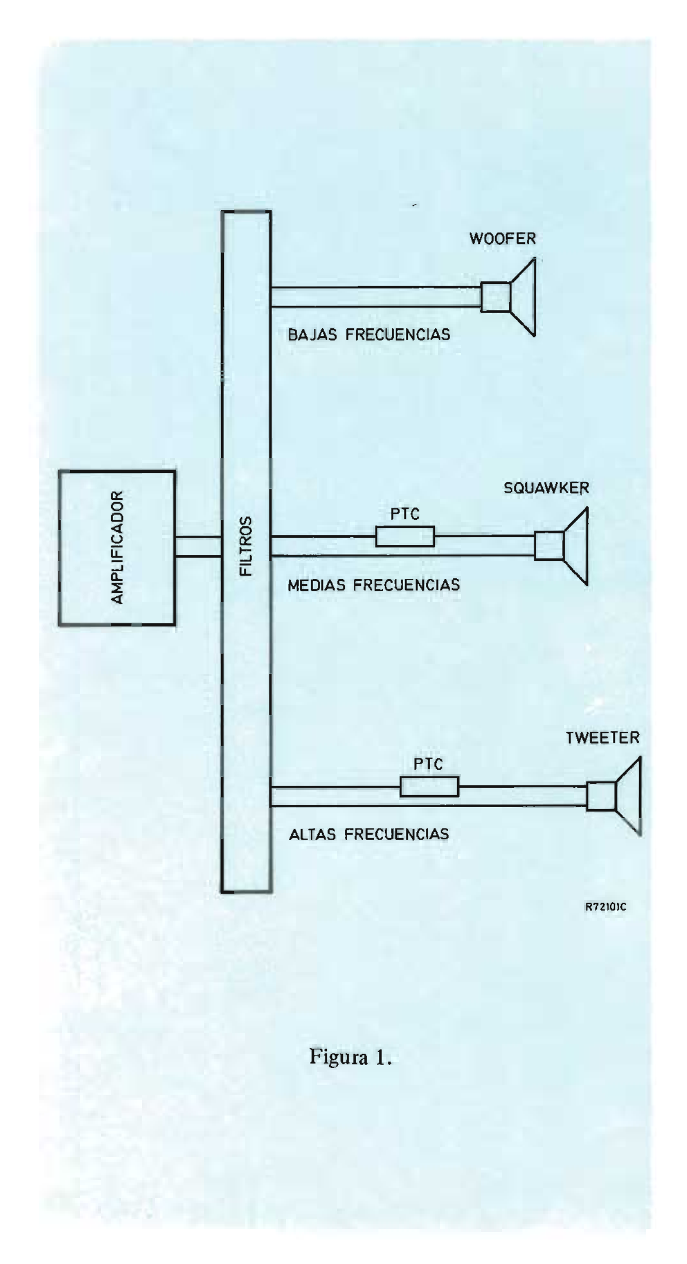


Figura 1.

considerar tres bandas distintas de 3 octavas cada una: de 40 a 320, de 320 a 2.500 y, por fin, de 2.500 a 20.000 Hz. Un filtro apropiado distribuirá cada banda en el altavoz destinado a su reproducción.

Si el altavoz destinado a las bajas frecuencias puede estar concebido con elementos suficientemente resistentes, no es así para el de "medios" y, menos aún para el (o los) destinado a las frecuencias elevadas. A causa del pequeño peso de sus elementos son inadecuados para soportar sobrecargas provocadas por una potencia modulada anormal aplicada accidentalmente, o por el paso de composiciones sonoras sintéticas en las que el reparto de las potencias acústicas en función de la frecuencia está fuera de las normas habituales.

Estas consideraciones abundan en favor de una protección seria del recinto acústico. Por otra parte, actualmente no se aceptaría un sistema de protección que, en caso de ocurrir un incidente, necesitase una intervención manual para volver a poner en funcionamiento el recinto, como ocurriría con la utilización de fusibles. Los termistores PTC puestos en serie con los altavoces del recinto según la figura 1, proporcionan una seguridad total contra todo riesgo de deterioro: en caso de sobrecarga intempestiva, los altavoces se encuentran protegidos gracias al aumento del valor de la resistencia del termistor PTC; algunos segundos después (duración del tiempo de recuperación), el conjunto vuelve a su estado inicial dispuesto a funcionar nuevamente. ■

Alarmas sonoras de PXE para relojes

El transductor de audio PXE es un dispositivo en forma de disco rígido, delgado y barato. Su alta eficiencia da lugar a un bajo consumo de potencia, por lo que resulta ideal para sistemas alimentados con batería.

Los transductores PXE se están empleando cada vez con mayor frecuencia en sustitución de los zumbadores y timbres en los relojes despertadores. Algunos de los relojes de pulsera electrónicos emplean en la actualidad estos dispositivos para dar lugar a alarmas audibles.

Los nuevos desarrollos en los transductores PXE permiten el diseño de transductores que pueden funcionar a partir de alimentaciones de 1,5 V, que resultan ser las más comunes en relojes eléctricos. Además, el consumo de corriente es tan pequeño que el transductor puede ser excitado a partir del circuito integrado reloj.

Construcción de los transductores PXE

Los elementos de flexión en forma de disco son los más adecuados para las alarmas audibles de PXE. El disco delgado de PXE se pega o se suelda a un diafragma metálico de diámetro ligeramente superior. Una tensión de frecuencia de audio aplicada entre ambas caras de este conjunto provoca su vibración en un modo cóncavo a la frecuencia de excitación. La mayor salida sonora se da a la frecuencia de resonancia fundamental del conjunto.

Existen dos métodos de montaje. Uno de ellos consiste en sujetar el diafragma en su circunferencia nodal, como se muestra en la figura 1(a). Esta forma da el menor amortiguamiento mecánico y como consecuencia, la mayor salida de sonido, pero con un ancho de banda estrecho. La periferia del diafragma más allá del soporte en la circunferencia nodal, vibra en oposición de fase con la región central. Por ello, hay que aislar acústicamente para evitar la cancelación del sonido.

No se pueden especificar las frecuencias de resonancia exactas debido a las tolerancias en la fabricación. El estrecho ancho de banda obtenido con este método de montaje requiere la aplicación de alguna forma de control de la excitación de frecuencia. Más adelante se discutirá este punto con más detalle.

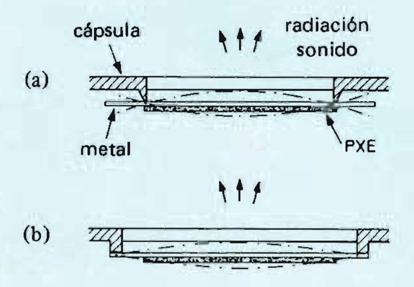
El segundo método de montaje consiste en sostener el diafragma por sus extremos como se muestra en la figura 1(b). Este método da un mayor amortiguamiento mecánico y en consecuencia una menor salida de sonido. La reducción de la salida de sonido puede llegar a ser hasta de 15 dB. Sin embargo, el ancho de banda es considerablemente mayor, por lo que, sin considerar las posibles tolerancias en la fabricación, el dispositivo puede ser excitado a partir de frecuencias que pueden ser fácilmente obtenidas a partir del circuito del reloj.

La salida de sonido puede ser considerablemente incrementada proporcionando al transductor la correcta carga acústica. Esto se puede lograr con un transformador acústico similar al resonador de Helmholtz, tal como se muestra en la figura 2. La frecuencia de resonancia, f_{res}, puede ser calculada a partir de:

$$f_{res} = 0{,}5\ C.R\left(\frac{1}{\pi L + 0{,}5\pi^2 R} \cdot \frac{n}{V}\right)^{1/2}$$

donde R = radio del orificio(s),
C = velocidad del sonido en el aire,
L = espesor del material que contiene el orificio(s),
n = número de orificios, y
V = volumen de la cavidad resonante.

La eficiencia del transformador acústico depende del volumen V, que deberá ser optimizado experimentalmente.



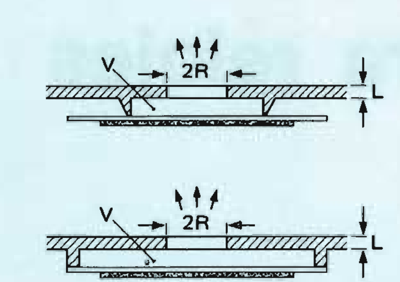


Figura 1. Transductor de audio PXE en el que el diafragma está sostenido: (a) en su circunferencia nodal; (b) en sus extremos. Las líneas a trazos muestran el modo de vibración.

Figura 2. Empleo de un transformador acústico con los transductores de la figura 1.

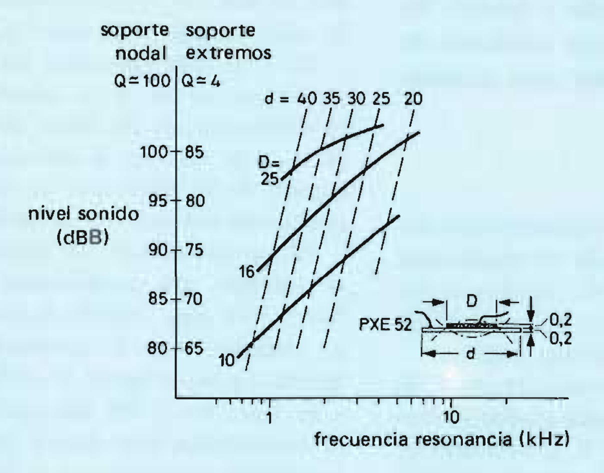
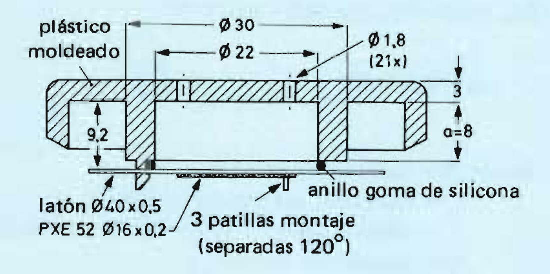


Figura 3. Niveles sonoros típicos para los transductores de la figura 2. El factor de calidad de los dispositivos sujetos en la circunferencia nodal era aproximadamente igual a 100 y el de los sostenidos por los extremos aproximadamente igual a 4. La eficiencia del transductor de sonido total era aproximadamente igual a 0,5. La tensión de excitación era 0,5 V eficaces.



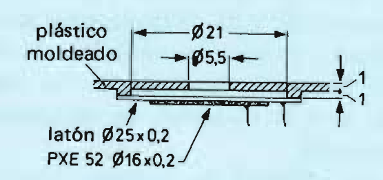


Figura 4. Transductor sujeto en la circunferencia nodal para funcionar a 2,3 kHz.

Figura 5. Transductor sostenido en los extremos para funcionar alrededor de 4 kHz.

La figura 3 muestra los niveles de sonido estimados que pueden obtenerse con diversos diafragmas en combinación con un transformador acústico, en función de la frecuencia de resonancia. Un nivel de sonido de 80 dB_B a 10 cm se puede considerar como ideal para los relojes despertadores. La figura 3 muestra que los transductores PXE son adecuados para estos propósitos.

Es evidente que el nivel sonoro aumenta con la frecuencia y el diámetro del elemento PXE. Ello puede explicarse mediante el incremento de la admitancia del elemento en función del área. La tabla 1 muestra el consumo de corriente calculado para tres tamaños de disco de la figura 3 para dos frecuencias de resonancia y para ambas formas de montaje.

Excitación del transductor PXE

El disco PXE es un dispositivo capacitivo que requiere un proceso de carga y de descarga. Por ello es necesaria una etapa de salida en contrafase.

Un transductor PXE sostenido por los extremos puede ser excitado directamente a partir del circuito integrado reloj, por ejemplo mediante una señal de 4096 Hz. La baja corriente de excitación puede ser suministrada fácilmente a partir de una salida en contrafase dentro de un circuito integrado. El nivel de sonido puede aumentarse 6 dB empleando una etapa de salida en contrafase en forma de puente. Sin embargo esto requiere una salida adicional y dos transistores más en el circuito integrado. La capacitancia de un transductor PXE 52 con un diámetro de 16 mm y un espesor de 0,2 mm es aproximadamente de 20 nF. Con una excitación a 4,1 kHz, y una única etapa de salida en contrafase, se tiene un consumo medio de sólo 160 μA.

La excitación de un transductor soportado en su circunferencia nodal (ancho de banda estrecho) requiere un circuito oscilador de realimentación, en el que el elemento PXE determina la frecuencia del oscilador. Para ello se necesita una entrada adicional en el circuito integrado reloj. El circuito integrado de reloj MB541 incorpora esta entrada de realimentación, con un amplificador de salida en contrafase para formar un circuito oscilador y de excitación. La baja impedancia del transductor soportado nodalmente da lugar a un mayor consumo de corriente y en consecuencia a una más elevada salida de sonido que el dispositivo sostenido por los extremos. (El consumo de corriente es de 3 a 10 veces mayor que el de un dispositivo sujeto por los extremos.)

Diseños prácticos

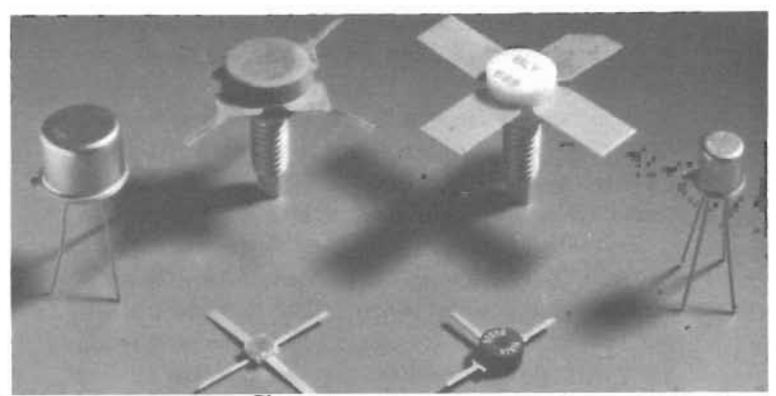
La figura 4 muestra un transductor soportado en la circunferencia nodal que resuena a 2,3 kHz. Este produce un nivel de sonido de 94 dB_B a 10 cm, mediante el empleo de un transformador acústico. El dispositivo tiene un factor de calidad aproximadamente igual a 100, y su ancho de banda a 3 dB es de 230 Hz. La tensión alterna de excitación es tan sólo de 0,5 V eficaces. La señal en oposición de fase procedente del borde queda aislada de la salida del transductor mediante un aro de goma de silicona que también forma parte del montaje. Sin el transformador acústico, la salida de sonido queda reducida en 8 dB.

La figura 5 muestra un transductor sostenido por los extremos, con una resonancia de aproximadamente 4 kHz. Su ancho de banda es mayor que 1 kHz. Este produce un nivel sonoro de 82 dB_B a 10 cm a partir de una señal de excitación de 0,5 V eficaces. ■

Tabla 1. *Consumo de corriente típico de transductores PXE excitados mediante una señal de c.a. de 0, V eficaces.*

método montaje	frecuencia resonancia kHz	consumo corriente mA (eficaces) D = 10 mm	D = 16 mm	D = 25 mm
nodal	2	0,25	1,2	5,0
extremos	2	0,056	0,16	0,42
nodal	4	0,75	3,3	7,4
extremos	4	0,11	0,33	0,8

TRANSISTORES DE BANDA ANCHA PARA AMPLIFICADORES DE SEÑAL DE ANTENA



Tipo	f	P_o*	G_p (G_{UM})	V_{CE}	I_C	V_{CEO}	I_{CM}	P_{tot}	h_{FE}	f_T tip.	F tip.
	VALORES CIRCUITO (TIP)					VAL. LIMITE			CARACTERISTICAS		
todos NPN	MHz	mW	dB	V	mA	V	mA	mW		GHz	dB
BFX89	200 800	6	22 7	10	8	15	50	200	20-150	1,2	3,3 7,0
BFW92	200 800	8	23 11	10	10	15	50	190	20-150	1,6	4a 500 MHz
BFY90	200 800	12	23 8	10	14	15	50	200	25-150	1,4	2,5 5,5
BFW30	200 800	15	21 7,5	5	30	10	100	250	>25	1,6	<5,0 a 500 MHz
BFW93	200 800	15	(22) (10,5)	5	30	10	100	190	>25	1,7	<5,0 a 500 MHz
BFW16A	200 800	150 90	16 6,5	18	70	25	300	1500	>25	1,2	<6,0 –
BFW17A	200	150	16	18	70	25	300	1500	>25	1,1	–
BFR64	200 800	150 90	16 6,5	20	70	25	500	3500	>25	1,2	6,0 –
BFR65	200 800	450 –	19 4,5	20	200	25	1000	5000	> 30	>1,2	–

* VRWR a salida <2 medida a f $_{(2q-p)}$.
f_p = 202 MHz, f_q = 205 MHz o f_p = 798 MHz, f_q = 802 MHz.

CARACTERISTICAS (TIP)

Tipo	Polaridad	d_{im} * dB	bajo condiciones $f_{(p+q-r)}$ MHz	V_{CE} V	I_C mA	V_o mV	G_{UM} tip. dB	F a tip. dB	f MHz
BFQ22	N	–60	493,25	5	30	300	16,5	1,9	500
BFQ23	P	–60	493,25	5	30	300	16,5	2,4	500
BFQ24	P	–60	493,25	5	30	300	16,5	2,4	500
BFQ32	P	–60	493,25	10	50	500	14	3,75	500
BFQ34	N	–60	793,25	15	120	1200	16	8	500
BFR49	N	–	–	10	14	–	17	2,5	1000
BFR90	N	–60	493,25	10	14	150	19,5	2,4	500
BFR91	N	–60	493,25	5	30	300	16,5	1,9	500
BFR94	N	–60	493,25	20	90	700	13,5	5	200
BFR95	N	–61	194,25	18	80	1000	13,5	9	200
BFR96	N	–60	493,25	10	50	500	16	3,3	500

* Distorsión de intermodulación medida segun normas DIN

TDA1008: circuito integrado puerta y divisor de frecuencias para órganos electrónicos

En este artículo se describen brevemente algunos sistemas populares de órganos electrónicos y se comparan con un sistema simplificado que utiliza los circuitos integrados TDA1008. Se muestra cómo un sólo oscilador maestro, un circuito integrado sintetizador y doce circuitos integrados TDA1008 pueden proporcionar el sistema completo de generación de tonos para un órgano electrónico manual simple de cinco octavas. Se puede aumentar de forma sencilla el número de teclados u octavas duplicando el sistema divisor básico. También se da la descripción de algunos circuitos prácticos que emplean los circuitos integrados TDA1008.

INTRODUCCION

El circuito integrado TDA1008 proporciona las funciones de división de frecuencia y de puerta necesarias para la generación de señales de tono en órganos electrónicos y otros instrumentos musicales. En los últimos años se ha incrementado la variedad de éstos, con su consecuente popularización provocada por la rápida expansión del mercado del entretenimiento. Para proporcionar efectos tales como el sustain, la percusión y el quinto acoplo, el diseñador de órganos ha necesitado normalmente añadir circuitos electrónicos especiales al diseño básico, que aumentan el coste total. Sin embargo, en un sistema basado en los circuitos integrados TDA1008, se pueden obtener fácilmente éstos y otros muchos efectos sin añadir complejidad al circuito. La reducción del número de componentes y de contactos de tecla comparado con los sistemas convencionales da lugar a una disminución en el coste, a una mayor fiabilidad y a un más fácil mantenimiento. Con circuitos simplificados y menor número de componentes, los diseños de órganos que emplean los circuitos integrados TDA1008 son también ideales para el constructor casero.

Las principales características del TDA1008 son las siguientes:

- Este circuito integrado es un dispositivo bipolar monolítico que utiliza lógica I^2L y por lo tanto no se requieren técnicas especiales de manejo.
- Para cada tecla sólo se necesita un único juego de contactos, puesto que el TDA1008 proporciona cinco señales de salida correspondientes a las octavas cuando se activa cada una de las cinco entradas de tecla. Por ello, en un sistema típico sólo se requiere una barra colectora para cada tecla.
- Una característica sobresaliente del TDA1008 es el hecho de que las señales de tono son simétricas respecto a un nivel de c.c. fijo y por tanto no aparecerán saltos de c.c. en las salidas al pulsar las teclas. De esta forma se logra eliminar sonidos no deseados (chasquidos) en la salida de audio sin tener que añadir los usuales componentes adicionales de supresión.
- Las amplitudes de las cinco señales de salida del circuito integrado son proporcionales a la tensión continua aplicada a cada entrada de tecla, y debido a que la impedancia nominal de estas entradas es elevada, se pueden añadir los efectos de sustain y percusión utilizando sencillas redes *RC* junto con los circuitos de tecla.
- Los tiempos de ataque y extinción pueden ajustarse simplemente variando una tensión continua aplicada a la patilla de "control de sustain" en el circuito integrado.

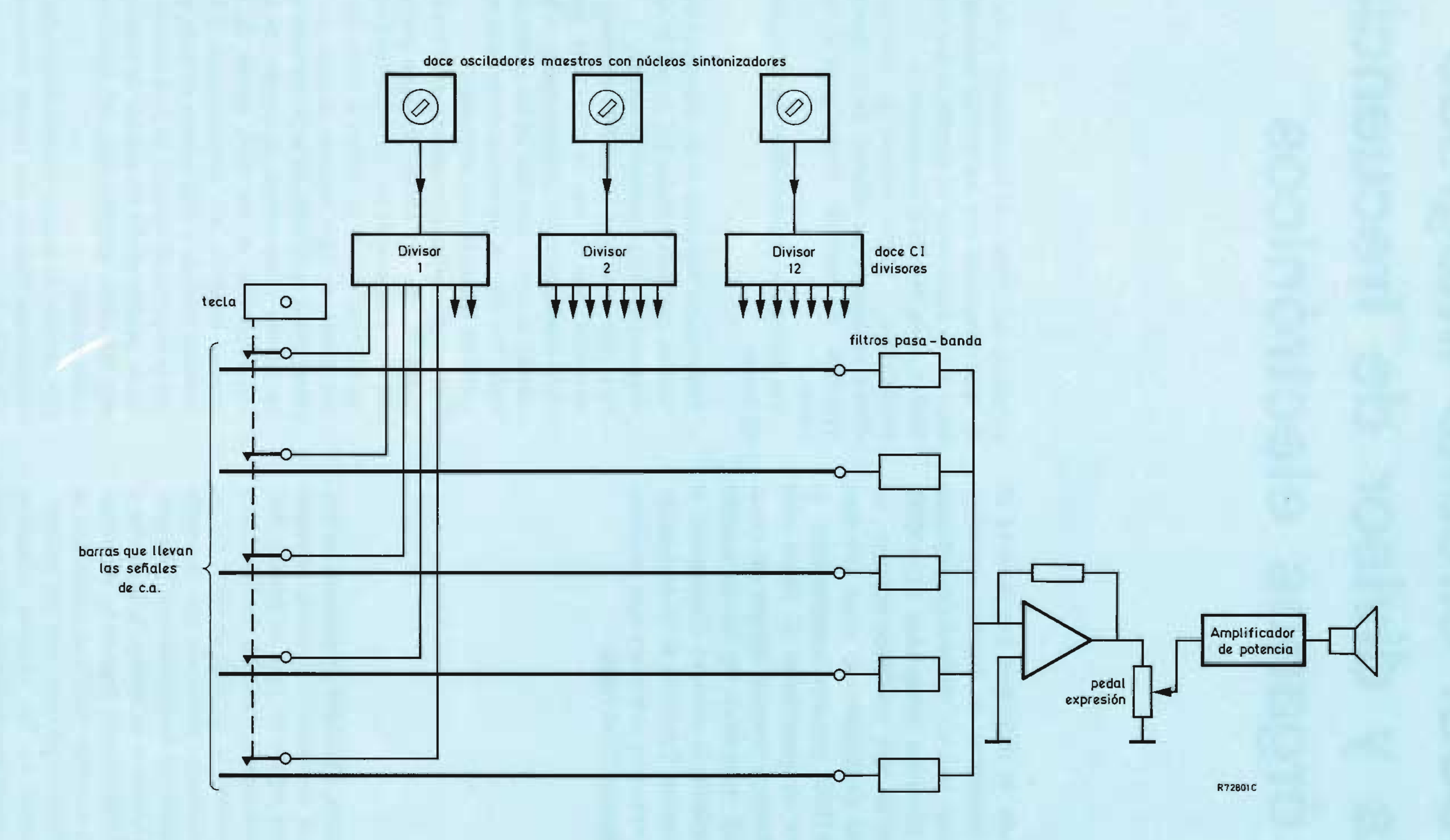


Figura 1. Sistema de órgano que emplea doce osciladores y cinco contactos para cada tecla.

DESARROLLOS EN LOS CIRCUITOS DE ORGANOS

En los años en los que se ha efectuado el desarrollo de los órganos electrónicos, los diseñadores han conservado cinco objetivos principales. Los tres primeros se refieren al teclado (y al pedal, si existe):

1) proporcionar notas adicionales (pedal),
2) proporcionar efectos de sustain y percusión,
3) proporcionar tiempos de ataque y extinción controlados.

Los otros dos puntos se aplican al sistema completo del órgano:

4) simplificación de los circuitos electrónicos, facilitando el mantenimiento,
5) reducción del coste global sin sacrificar por ello la calidad o el rendimiento.

Hasta hace relativamente poco tiempo, los objetivos 1 a 3 no se podían cumplir sin despreciar los puntos 4 y 5. Para que se cumplieran los objetivos 1 a 3 normalmente era necesario que cada tecla o pedal activase varios contactos, y cada contacto proporcionase la conmutación directa de señales de c.a. para cada nota.

A continuación se describen tres sencillos sistemas de órganos, indicando en cada caso cómo se ha logrado que se cumplan algunos de estos objetivos, en particular desde que se dispone de circuitos integrados específicos para órganos.

Sistema multi-oscilador con teclas de múltiples contactos

En la figura 1 se muestra un sistema elemental de órgano. Para un sistema manual sencillo de 3,5 a 5 octavas, doce osciladores, cada uno de los cuales necesita un ajuste independiente, da las notas de la octava superior del teclado. La señal de salida de cada oscilador está subdividida en las notas para las octavas inferiores mediante uno de los doce circuitos integrados divisores, como se muestra en la figura. Si se emplease un sólo contacto y una barra colectora común para cada tecla, sólo se podrían obtener tonos simples. Para dar lugar a los armónicos necesarios, los órganos modernos lo que hacen es reforzar cinco tonos de la octava con cada tecla, y se consigue una amplia variedad de sonidos. Añadiendo otros cuatro contactos a cada tecla y utilizando cinco barras colectoras, se pueden seleccionar cuatro notas adicionales de las salidas del divisor. Las señales de las cinco barras colectoras se conforman armónicamente mediante filtros pasa-banda, se mezclan y preamplifican, y son atenuadas mediante un control de volumen (pedal de expresión) antes de que pasen al amplificador de potencia.

Para este sistema con cinco octavas se necesita un total de (61 X 5) = 305 contactos individuales que deben estar metalizados con oro o plata para asegurar un funcionamiento fiable durante varios años. Incluso así, empleando tantos contactos puede ser difícil eliminar los sonidos espúreos de la salida de audio cuando se presionan las teclas, particularmente debido a que se conmutan las señales de audio. (Los efectos de cualquier resistencia de contacto o chasquidos se amplifican junto con la señal de audio.) También puede ser difícil asegurar que los cinco contactos de cada tecla se abran y cierren simultáneamente, y que el "toque" o acción de todas las teclas sea uniforme.

El sistema no cumple los puntos 4 y 5 dados anteriormente. El objetivo 1, "provisión de notas adicionales (pedal)" se ha cumplido pero con el consecuente incremento del costo (fallando el punto 5), y posiblemente con un empeoramiento de la fiabilidad y del rendimiento. Los doce osciladores alineados de forma independiente requieren destreza en el ajuste inicial y pueden presentar problemas de deriva de frecuencia a largo plazo.

Sistema de un oscilador con teclas de múltiples contactos

En la figura 2 se muestra un sistema de órgano más popular, que emplea un sólo oscilador maestro. La señal de salida de este oscilador se aplica a un circuito integrado sintetizador de la octava superior (TOS – Top-Octave Synthesiser). que divide la frecuencia del oscilador (el mínimo común múltiplo de todas las frecuencias de la octava) para dar las doce notas de la octava superior del teclado. Estas doce señales se subdividen como se describió para el sistema multi-oscilador. Para poder seleccionar más de una nota por tecla se emplea el mismo método mostrado en la figura 1; es decir, se tienen cinco contactos por cada tecla y cinco barras colectoras para las señales de salida.

Este sistema cumple los objetivos 1 y 4 (y en cierto aspecto el 5), pero al igual que en el primer sistema descrito, se tienen todos los problemas asociados con las teclas de múltiples contactos.

Sistema de un oscilador con teclas de un contacto

Una tendencia reciente en el diseño de órganos electrónicos ha sido el empleo de circuitos de puerta en lugar de los contactos suplementarios de tecla, como se muestra en la figura 3. A diferencia de los dos primeros sistemas, el único contacto en cada tecla conduce una baja tensión continua en lugar de una señal de c.a., reduciendo así, aunque no se elimine, la posibilidad de

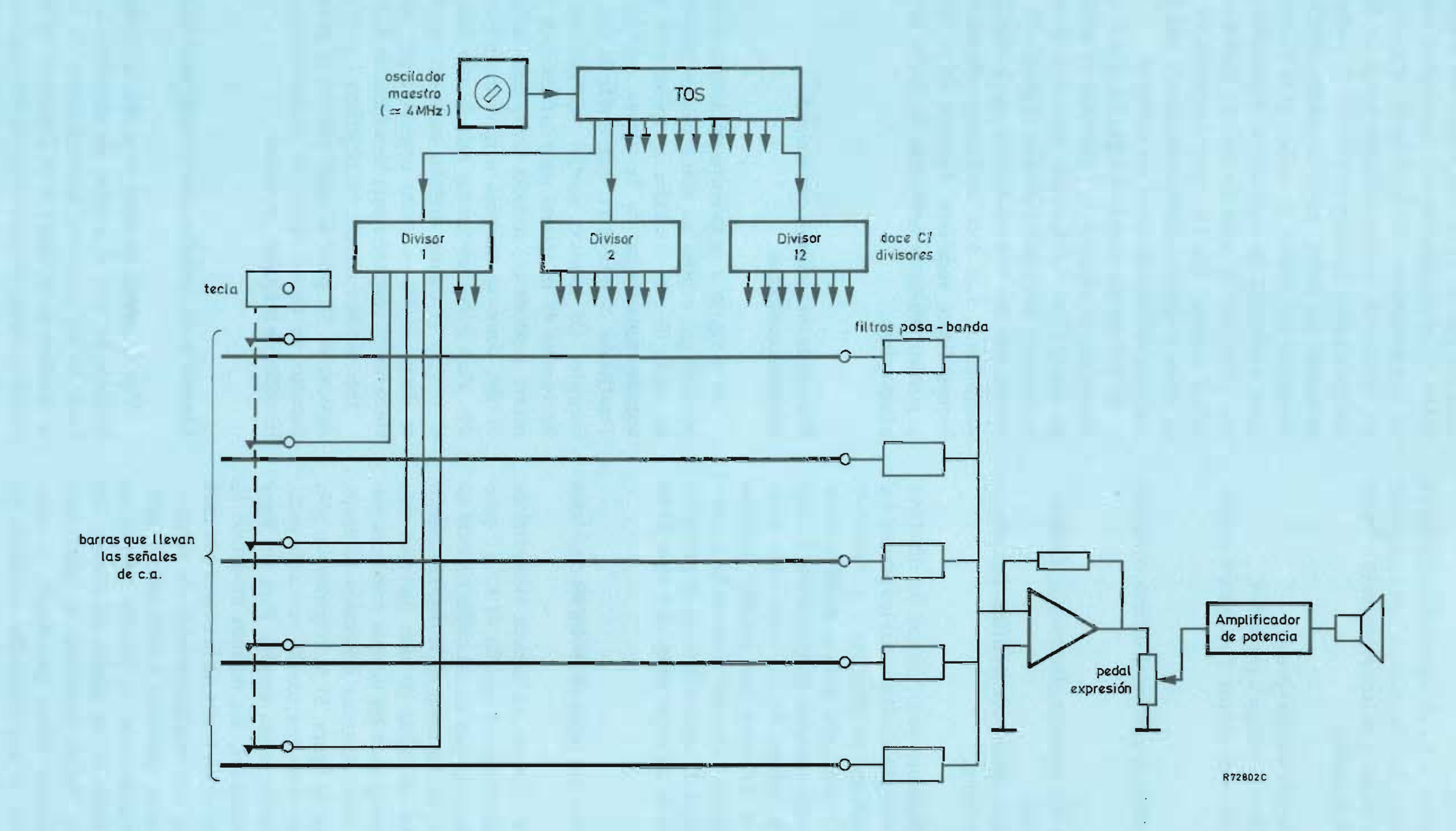


Figura 2. Sistema de órgano que emplea un oscilador y cinco contactos para cada tecla.

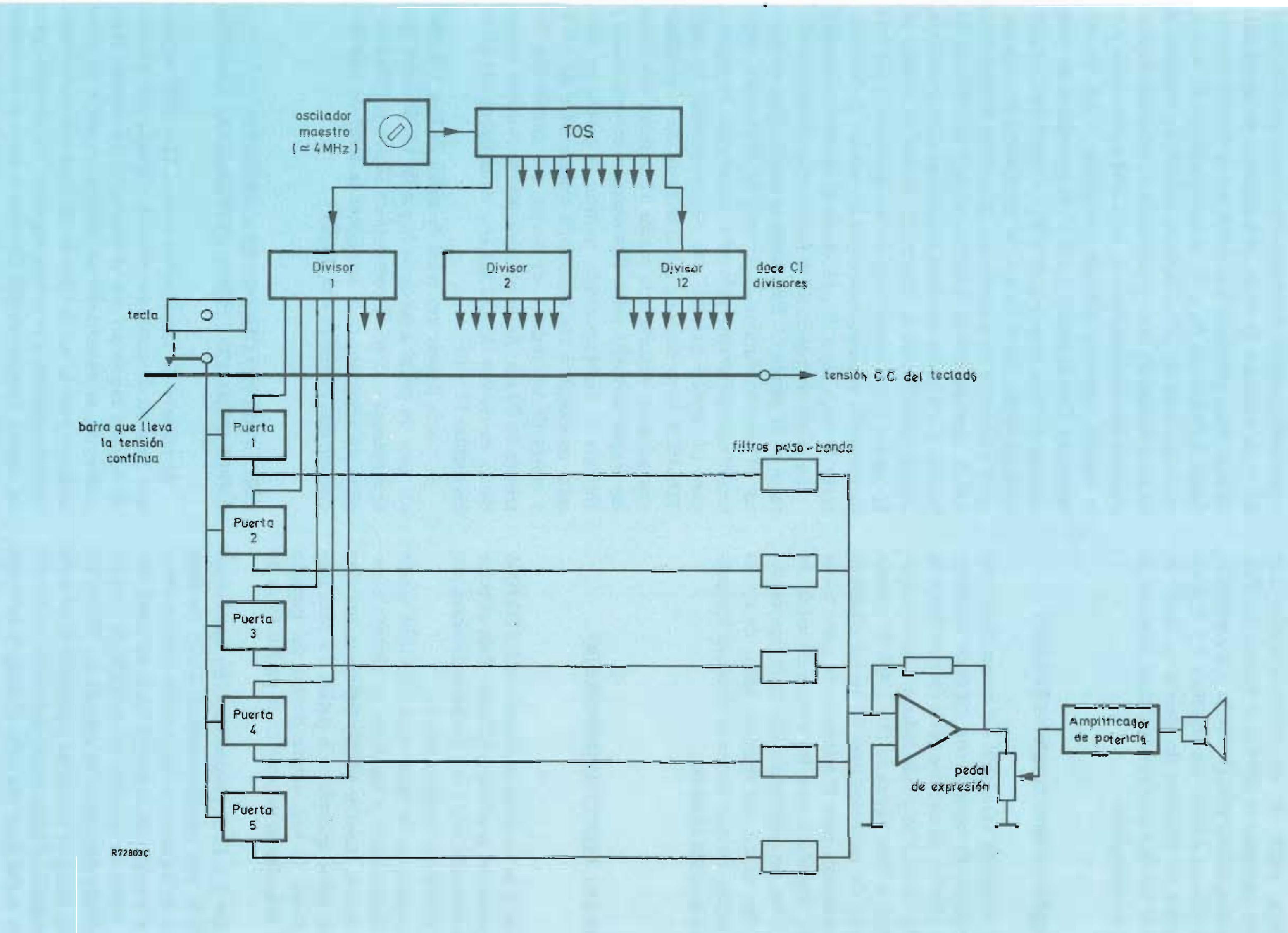


Figura 3. Sistema de órgano que emplea un oscilador y un contacto para cada tecla.

que se produzcan los sonidos espúreos mencionados antes. En la figura 3 se muestran cinco puertas para cada tecla, pero es posible añadir puertas adicionales que funcionan a partir de un único contacto. Las puertas también permiten la adición al sistema de efectos de modulación, tales como el sustain y la percusión.

Este tercer sistema cumple los objetivos 1 y 4, pero debido al empleo de circuitos de puerta en lugar de los contactos de los dos primeros sistemas, aumenta la complejidad y el coste global.

Sistema que emplea circuitos integrados TDA1008

El circuito integrado TDA1008 fue desarrollado con el especial propósito de cumplir con los cinco objetivos anteriormente citados. El circuito generador de tonos en el sistema de la figura 3 se puede reducir a un oscilador maestro, un TOS y doce circuitos TDA1008. El generador simplificado da las notas para 60 teclas e incluye puertas proporcionales para la selección de cinco tonos por cada tecla. Debido a que las señales de salida de tono de las puertas proporcionales son simétricas respecto a un nivel fijo de c.c. no aparecen saltos de c.c. al presionar las teclas. De esta forma se eliminan los sonidos espúreos de la salida de audio.

DESCRIPCION DEL CIRCUITO INTEGRADO TDA1008

En la figura 4 se muestra el circuito del TDA1008 con los componentes periféricos básicos. Este circuito integrado está formado por ocho circuitos divisores por dos y por una matriz de circuitos puerta.

Como se muestra en la figura 4, el TDA1008 puede ser excitado directamente a partir de un circuito sintetizador de la octava superior (TOS) debido a que sólo se necesita una señal aplicada a la patilla 15 para producir nueve notas de una octava dentro del circuito integrado. La impedancia mínima en la patilla 15 es de 28 kΩ.

En las patillas 8 a 12 se pueden conectar hasta cinco teclas. Al aplicar una tensión continua a una de estas entradas, cinco de las nueve notas posibles quedan direccionadas por el circuito de la matriz hacia las cinco salidas de tono, como se muestra en la tabla de verdad. Aunque la máxima frecuencia de entrada del TDA1008 es de 100 kHz, como se puede ver a partir de la tabla de verdad, la frecuencia elegida estará normalmente dentro del margen de audio para dar todo el margen de tonos audibles. Si se activa más de una entrada de tecla, la señal de cada salida de tono estará formada por la suma de todos los tonos de las entradas activadas.

La amplitud de la señal de cada salida de tono (patillas 2 a 6) es proporcional a la tensión continua aplicada a cada entrada de tecla. Por tanto, los efectos de sustain y percusión pueden obtenerse conectando sencillas redes *RC* a las entradas de tecla. Más adelante se describirán algunas redes prácticas. Las redes que se muestran en la figura 4 (resistores R_2 a R_6 y condensadores C_1 a C_5), dan lugar a un sencillo efecto de sustain. La impedancia de las entradas de tecla, y por tanto, la velocidad de descarga de los condensadores C_1 a C_5 está determinada por la tensión continua aplicada a la patilla 7 del circuito integrado. Con la patilla 7 a 0 V, la impedancia de cada entrada de tecla es mayor de 8 MΩ. Cuando esta tensión aumenta hasta 2,5 V de c.c., la impedancia de cada entrada disminuye de acuerdo con el anterior incremento. Así, la disminución de la forma de onda de salida en las patillas 2 a 6 podrá ajustarse continuamente mediante la simple variación de la tensión de control de sustain en la patilla 7. La impedancia de las salidas de tono está determinada principalmente por los valores de los resistores de carga R_7 a R_{11} (1 kΩ en el circuito mostrado).

La salida sin puerta de la última etapa divisora se obtiene en la patilla 14. Esta salida se emplea para comprobar el circuito durante el proceso de fabricación, pero también puede ser empleada por el constructor de órganos para un rápido examen del funcionamiento de cada TDA1008. (Una señal de salida en la patilla 14 al aplicar una señal de entrada a la patilla 15 indicará que todas las etapas divisoras están funcionando correctamente.) Durante el funcionamiento normal, la patilla 14 debe estar conectada a una tensión de alimentación de +6 V a través de un resistor, de forma que circule una corriente de 20 μA. En la práctica, esto se consigue conectando un resistor de 330 kΩ (R_1 en la figura 14) entre las patillas 14 y 13.

Se puede derivar una señal de salida de baja frecuencia para un pedal a partir de la patilla 14. Siempre que se mantenga el flujo de corriente de 20 μA, se podrá emplear un transistor para amplificar la señal de baja frecuencia procedente de esta patilla.

CIRCUITOS PRACTICOS PARA ORGANOS EMPLEANDO CIRCUITOS INTEGRADOS TDA1008

El número de circuitos integrados TDA1008 necesarios para un determinado sistema depende del número de octavas requerido por el diseñador del órgano. Normalmente, se necesitarán un mínimo de doce de estos circuitos para la subdivisión de las doce notas superiores correspondientes a la octava superior. Por ejemplo, para un órgano manual sencillo de cinco octavas se necesitará un oscilador maestro, un circuito integrado sintetizador de la octava superior (TOS) y doce circuitos integrados TDA1008. Todos los circuitos integrados, junto con los

componentes periféricos se pueden montar en una única placa de circuito impreso.

A continuación se da una breve descripción de algunos circuitos prácticos que son empleados con el circuito integrado TDA1008. El órgano de cinco octavas ha sido elegido como ejemplo de un sistema que utiliza estos circuitos.

Oscilador maestro

El oscilador Hartley es el más empleado en órganos electrónicos debido a su inherente elevada estabilidad. La señal sinusoidal de salida de este oscilador debe ser conformada por un disparador de Schmitt para proporcionar una onda cuadrada con la velocidad de extinción correcta para excitar el TOS, como se muestra en la figura 5. Para los circuitos TOS que requieren dos señales de entrada en oposición de fase, éstas pueden ser obtenidas como se muestra en la figura.

Sin embargo, debido a que el circuito integrado TDA1008 necesita una alimentación estabilizada, se puede emplear ésta para simplificar mucho el circuito oscilador, como se muestra en la figura 6. Para producir una señal de salida con la forma correcta para el TOS, sólo se necesitan cuatro puertas NAND contenidas en un circuito integrado HEF4011P, tres resistores (uno variable) y un condensador. Una de las puertas puede ser empleada, como se muestra en la figura, para proporcionar una señal de salida en oposición de fase.

Circuitos de conmutación y conformación de envolvente

El circuito integrado TDA1008 puede conectarse como se muestra en la figura 7, y dará lugar a cinco tonos de una octava en las patillas 2 a 6 mediante la simple acción de un contacto de tecla conectado a cada una de las entradas de tecla (patillas 8 a 12). En la figura 8 se muestra la señal obtenida a partir de cada salida referida a las tres tensiones de alimentación. Tal como se mencionó anteriormente, la amplitud de esta señal depende de la tensión aplicada a las entradas de tecla. Si cualquiera de las patillas de salida permanece sin usarse, estas patillas deberán conectarse a una alimentación de +9 V para evitar la intermodulación entre las señales de salida.

Sustain

El efecto de sustain, la continuación de una nota o notas durante un período de tiempo predeterminado después de haber soltado una tecla, puede ser fácilmente obtenido en un sistema de órgano que utiliza circuitos integrados TDA1008.

Para aplicar el sustain simultáneamente a las cinco señales de salida de tono, sólo es necesario conectar un condensador entre cada entrada de tecla del TDA1008 y masa, como se muestra en la figura 9. Con la patilla 7 en circuito abierto o en una baja tensión de c.c., la impedancia de cada entrada de tecla es elevada ($\geqslant 8$ MΩ). Esta impedancia, combinada con el condensador C_1, proporciona una constante de tiempo que da el máximo período de sustain (unos 4 s con el valor de C_1 mostrado en la figura). El resistor R_2 se incluye con la finalidad de reducir este período máximo a un valor práctico, determinado principalmente por la constante de tiempo de R_2 y C_1. La constante de tiempo está dada por:

$$t = C_1 R_2,$$

donde t se expresa en segundos.

Como se explicó anteriormente, al aumentar la tensión en la patilla 7, disminuye la impedancia de entrada de tecla, reduciendo así el período de sustain de su valor máximo.

El resistor R_1, en serie con el contacto de tecla, tiene dos funciones: primero, evitar cualquier posible chispa en el contacto, y segundo, introducir un retardo inicial o "ataque lento" en la amplitud de la nota cuando se presiona la tecla. Para una constante de tiempo inicial de 5 ms, el valor de R_1 está dado por:

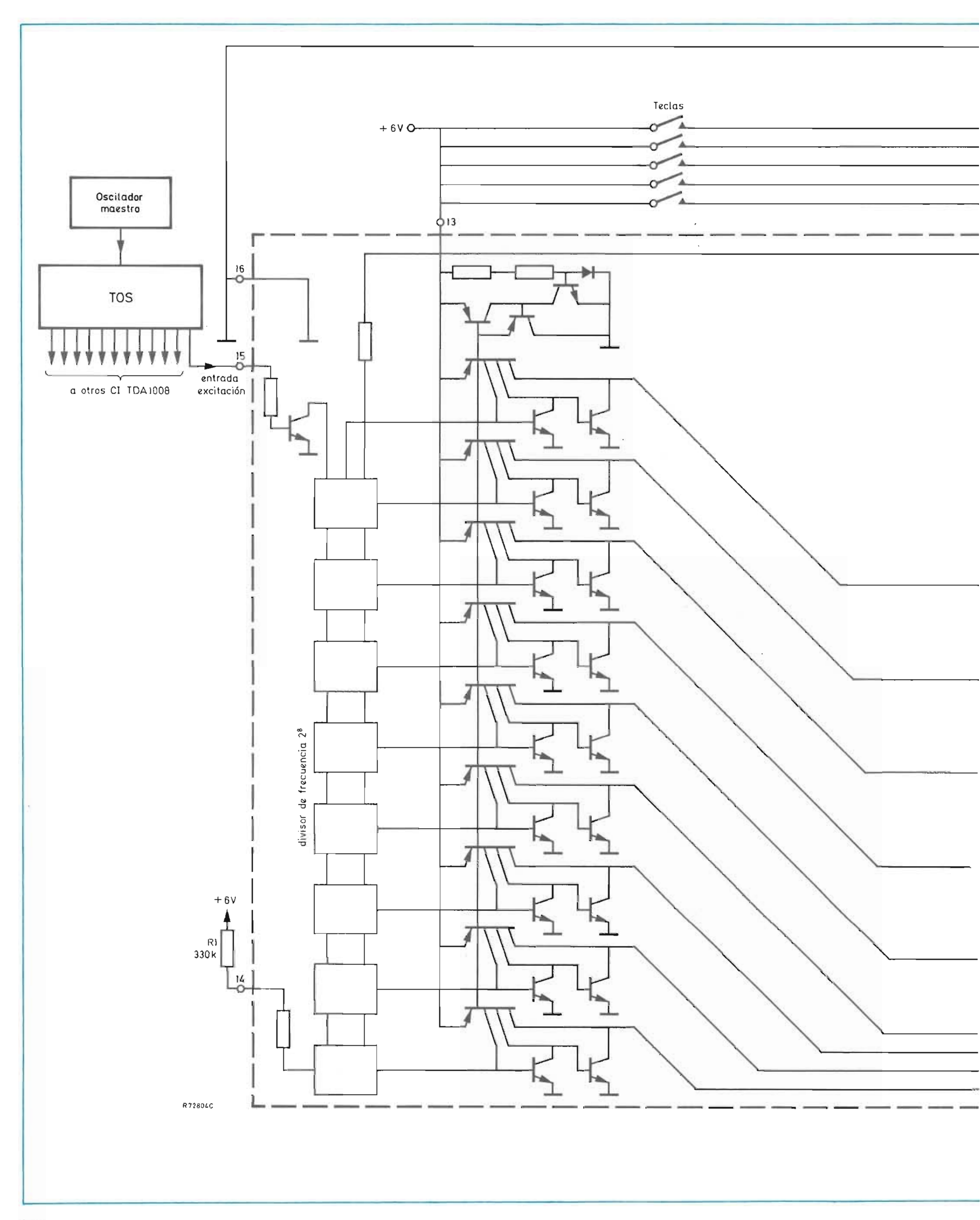
$$R_1 = \frac{5 \times 10^{-3}}{0{,}47 \times 10^{-6}} \simeq 10\text{k}\Omega.$$

La corriente instantánea a través de R_1 cuando el contacto de tecla está cerrado está dada por:

$$i = \frac{V_s}{R_1},$$

donde V_s es la tensión de alimentación. Para el circuito mostrado en la figura 9, el valor de i es de 0,6 mA. El diseñador del órgano debería elegir el valor mínimo de R_1 para evitar que se exceda el valor nominal de la corriente dada por el fabricante de contactos de tecla (generalmente alrededor de 1 mA). Si los contactos son capaces de soportar una corriente elevada, entonces R_1 puede tener un valor muy bajo (o eliminarse) para proporcionar un ataque muy rápido (a veces deseable para los efectos de percusión). Un elevado valor para R_1 da lugar a un ataque más lento (deseable para los efectos de cuerda).

Se puede obtener un ataque rápido (< 3 ms) sin una excesiva corriente de tecla si se reduce el valor de C_1 y se mantiene R_1 alrededor de 10 kΩ. El tiempo de sustain puede mantenerse, aumentando proporcionalmente el valor de R_2, aunque la impedancia de entrada de



Teclas
+ 6V
13
Oscilador maestro
TOS
16
15
entrada excitación
a otros CI TDA1008
divisor de frecuencia 2⁸
+ 6V
R1
330k
14
R72804C

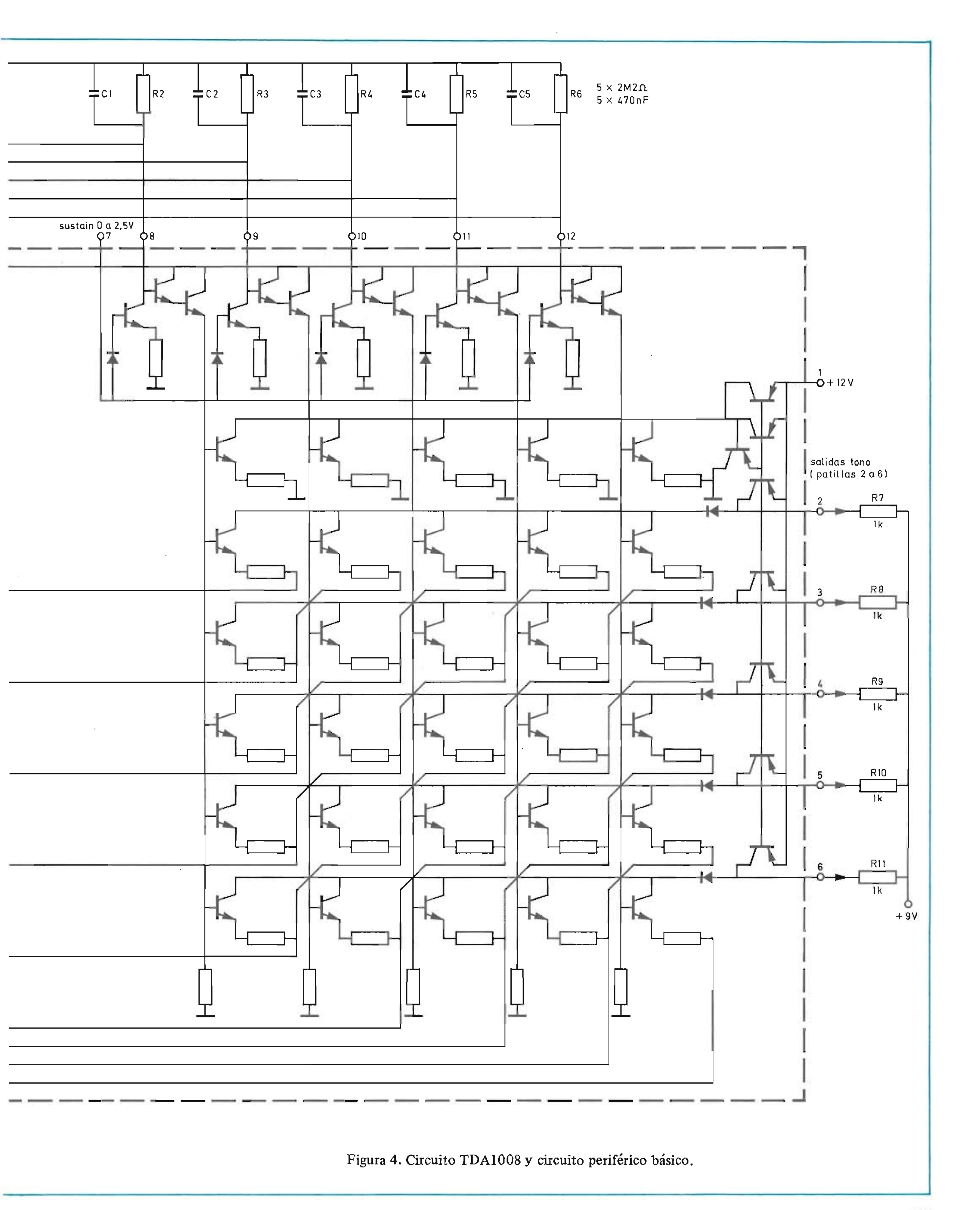


Figura 4. Circuito TDA1008 y circuito periférico básico.

+ 12V
R2
10k
R4
4M7
C5
1n
CI1
R1
TR1
BC548
entrada
vibrato
1
3
2
HEF4093P
señales
salida
a TOS
L1
C3
2n2
5
6
4
C2
470p
R3
470
C4
10n
R5
4M7
C1
0V
R72805C

Figura 5. Oscilador Hartley y circuito conformador de onda.

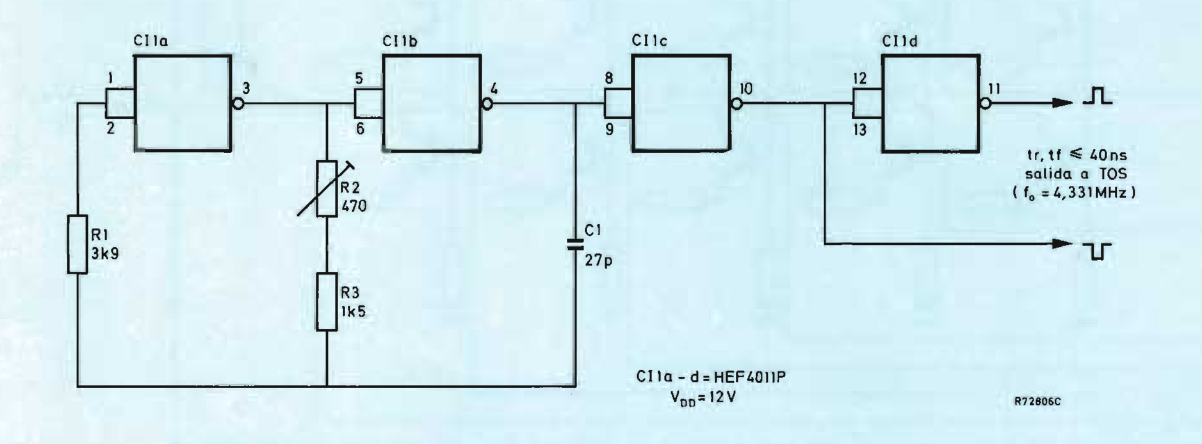


Figura 6. Oscilador maestro que utiliza puertas NAND.

8 MΩ del circuito integrado TDA1008 impone un límite superior práctico de este incremento.

Hay que observar que, debido a que R_1 y R_2 actúan como un divisor de tensión, y la amplitud de las señales de salida del dispositivo depende de las tensiones de c.c. aplicadas a las entradas de tecla, si el valor de R_1 es mucho mayor que el de R_2, las señales de salida se atenuarán.

Para controlar el sustain (o extinción) de todas las notas juntas, se deberá aplicar una tensión ajustable a la patilla 7 de cada TDA1008 del sistema, como se muestra en la figura 10. El circuito formado por R_3, R_4, D_1 y D_2 proporciona el control de sustain para hasta doce circuitos integrados TDA1008. El resistor variable R_3 puede ser un control de panel frontal, o puede hacerse funcionar mediante un pedal para un piano electrónico.

. En la figura 11 se muestra el retardo inicial proporcionado por R_1 (tecla apretada) y el control de sustain proporcionado por R_3 (tecla soltada). En la figura 12 se muestra la extinción típica de una señal de salida de un tono simple.

Percusión

Dos efectos de percusión empleados en los órganos electrónicos son los producidos naturalmente por un piano. El primero se produce al presionar una tecla de piano sin accionar el pedal convencional de "mano derecha" (sustain). Como se muestra en la figura 13a, la envolvente del sonido aumenta rápidamente al apretar la tecla, y cae rápidamente al soltar la tecla (equivalente a "ataque rápido" y "extinción rápida"). El segundo efecto se produce cuando se acciona una tecla sin apretar el pedal de sustain. Como se muestra en la figura 13b, después de un rápido aumento inicial al apretar la tecla (ataque rápido) la envolvente del sonido cae lentamente y no se afecta al soltar la tecla debido a que el funcionamiento del pedal mantiene las cuerdas destensadas.

El primer efecto se logra en un órgano, empleando los circuitos integrados TDA1008 con alguna modificación en los circuitos de tecla mostrados en las figuras 9 y 10. Es necesario añadir un segundo contacto fijo de tecla o barra colectora, como se muestra en la figura 14, que toca el contacto de tecla cuando ésta está en reposo. En la práctica, la adición de este contacto "back stop" no es difícil, y es una posibilidad disponible en la actualidad en los conjuntos de contactos convencionales para órganos electrónicos. Los problemas asociados con las teclas de múltiples contactos, como los descritos anteriormente, no se aplican aquí debido a que un contacto se abre antes de que se cierre el otro.

En el circuito mostrado en la figura 14, el condensador C_1 se carga a la tensión de tecla cuando ésta está en

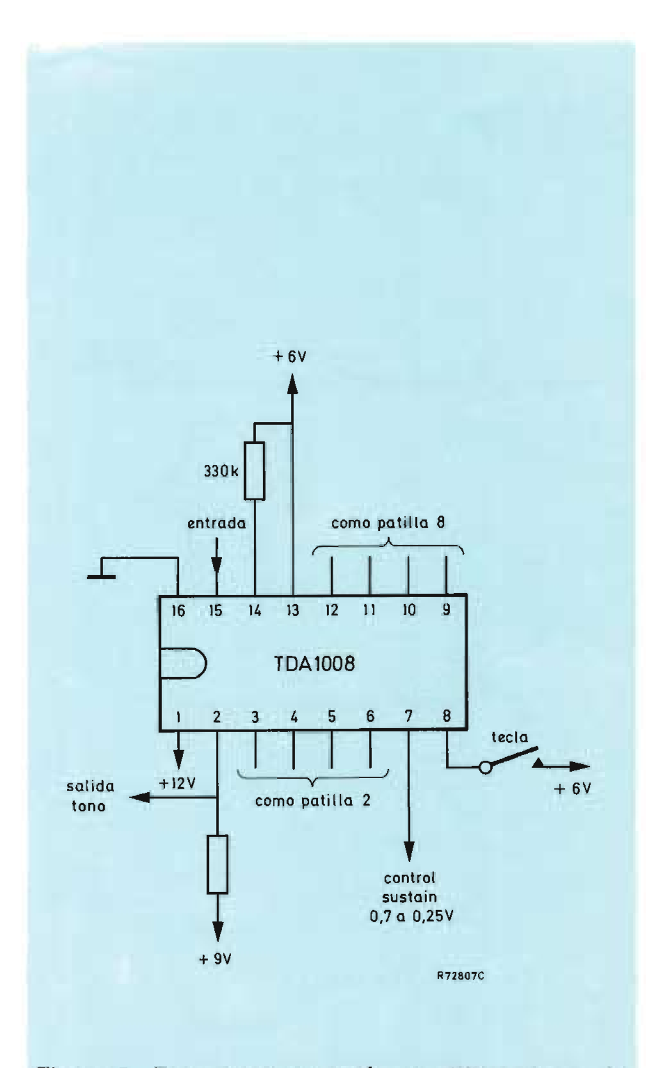


Figura 7. Esquema de conexión simplificado para el TDA1008.

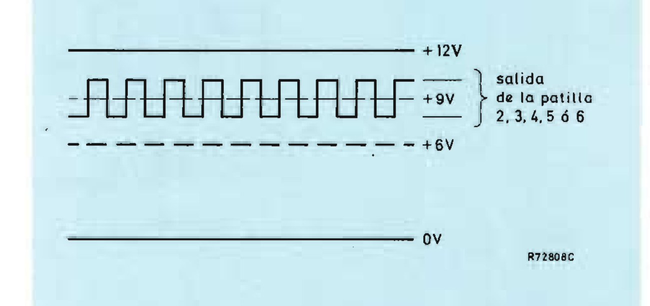


Figura 8. Señal de salida de las patillas 2, 3, 4, 5 ó 6.

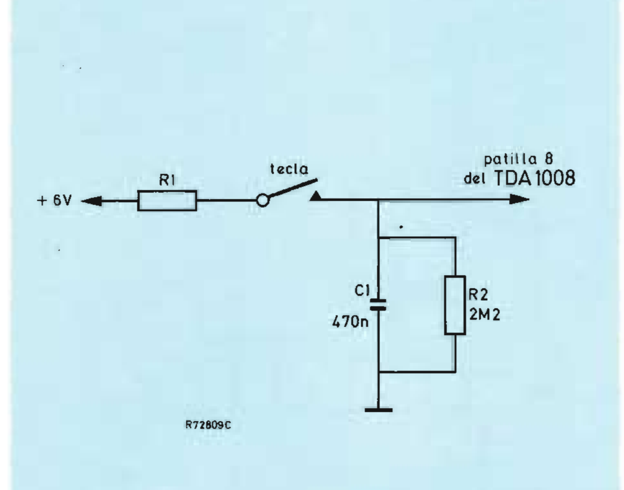


Figura 9. Circuito de sustain.

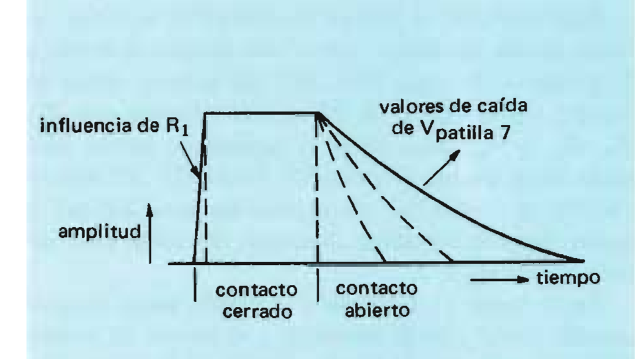


Figura 11. Ataque (contacto cerrado) y extinción (contacto abierto) de la señal de salida.

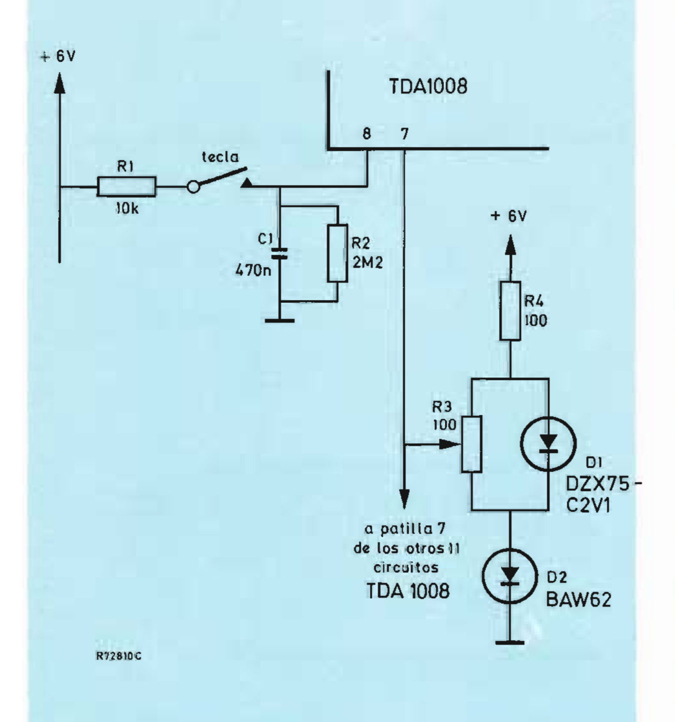


Figura 10. Circuito que proporciona ataque lento y extinción ajustable.

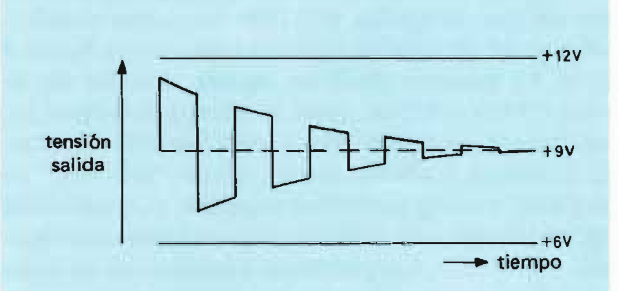


Figura 12. Extinción típica de la señal de salida de un tono simple.

reposo, y se descarga a través de R_1 y R_2. La velocidad de caída de la señal de salida está determinada por la velocidad de descarga del condensador, como se describió anteriormente para el efecto de sustain. Al soltar la tecla, se elimina la tensión de la entrada y la señal de salida desaparecerá bruscamente.

El segundo efecto, mostrado en la figura 13b, se produce fácilmente mediante el circuito de sustain sin modificar mostrado en la figura 9.

Circuito para los efectos de sustain, percusión y combinación de ambos

Los circuitos de las figuras 9 y 14 pueden combinarse como se muestra en la figura 15, para permitir la elección de los efectos de sustain, percusión o ambos efectos juntos. En esta figura se muestran dos circuitos de tecla que indican como se conectan los circuitos de tecla en un sistema que utiliza doce circuitos integrados TDA1008 a las líneas comunes a partir de los interruptores S_{1a} a S_{1c}. Cuando se emplea un determinado número de placas generadoras conteniendo cada una doce circuitos TDA1008, las patillas de entrada de tecla de los dispositivos en una placa se pueden conectar directamente a las patillas correspondientes en las otras placas.

Cuando los interruptores S_{1a} a S_{1c} están en posición de "sustain", como se muestra, cada circuito de tecla se parece al mostrado en la figura 9. La alimentación de +6 V se efectúa mediante los diodos D_1, D_4 y los resistores R_1, R_3 a los contactos de tecla y los condensadores C_1 y C_3 permanecen cargados incluso cuando se accionan las teclas. Los diodos D_2 y D_5 evitan cualquier interacción (simulando un efecto "chiff") cuando los condensadores de sustain (C_2 y C_4 en la figura 15) están cargados. Los diodos D_3 y D_6 están conectados a través de S_{1c} en sentido inverso a D_2 y D_5 para permitir que C_2 y C_4 se descarguen a través R_2 y R_4.

Cuando los interruptores están en la posición "percusión", los circuitos de tecla se parecen a los mostrados en la figura 14. Los diodos D_1 y D_4 aislan las cargas de los condensadores C_1 y C_3 y los condensadores de sustain están aislados del circuito mediante D_2 y D_5. Si C_2 y C_4 permanecen en el circuito, el efecto de percusión perderá efectividad.

En la posición de "ambos" efectos, se produce un efecto de percusión con sustain. En un sistema práctico, sería necesario elegir los valores de los resistores y de los condensadores para obtener el compromiso deseado de estos dos efectos teniendo en cuenta las limitaciones descritas para el efecto de sustain. Como se describió anteriormente, la duración de este sustain y percusión puede estar influenciada también por la tensión aplicada a la patilla 7 del circuito integrado.

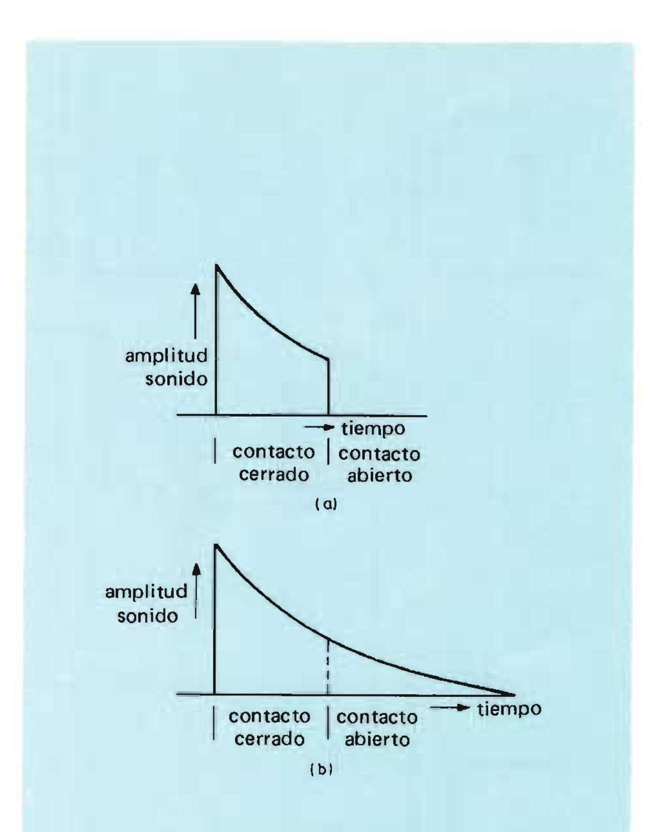


Figura 13. Efectos de percusión asociados al piano: (a) tecla apretada y soltada sin utilizar el pedal de sustain; (b) tecla apretada y soltada mientras se presiona el pedal de sustain.

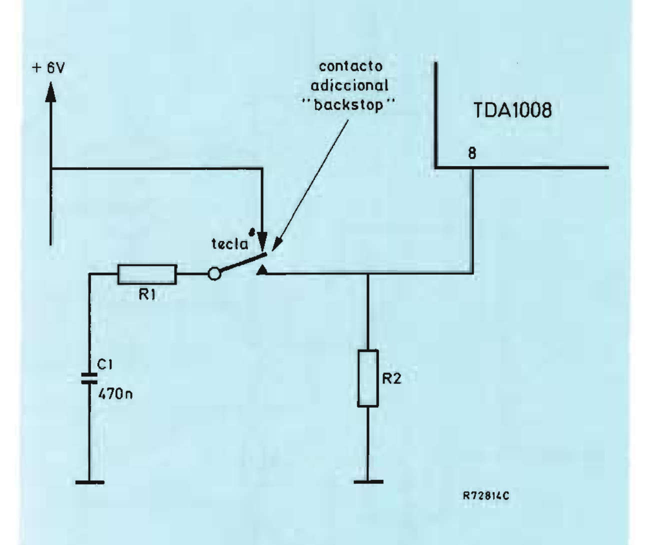


Figura 14. Circuito que utiliza el TDA1008 para producir el efecto de percusión mostrado en la figura 13a.

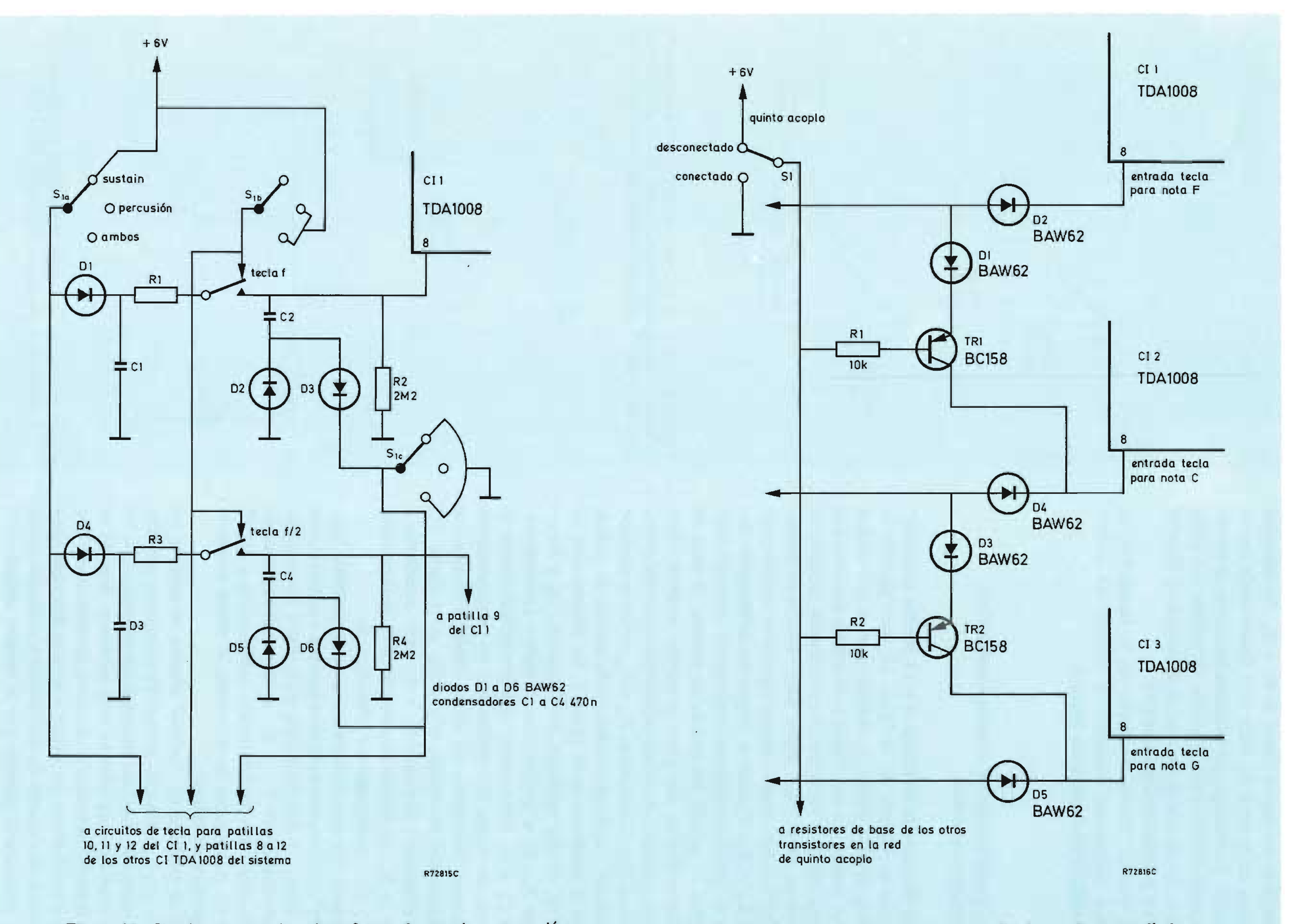


Figura 15. Circuito que produce los efectos de sustain y percusión.

Figura 16. Quinto acoplo de notas por medio de transistores y diodos.

Quinto acoplo

Con el fin de mejorar el sonido de los tonos, particularmente los de las octavas superiores, se pueden añadir o "acoplar" quintas notas a una simple cuando sólo se presiona una tecla. En la figura 16 se muestra una forma de acoplo de notas tales como *F*, *C* y *G*. Con el interruptor S_1 en la posición "conexión", los transistores TR_1, TR_2 (y los otros de la red) están conduciendo. Cuando se presiona la tecla *F*, se seleccionan las notas *C* y *G* de una octava superior, pero los transistores TR_1, TR_2 y los diodos D_1, D_3 evitan la selección de *F* cuando la tecla *G* está presionada, o de las notas *F* y *C* cuando está presionada la tecla *G*. Los diodos D_2, D_4 y D_5 evitan cualquier interacción con los circuitos de tecla para los efectos de sustain y percusión, que se aplica a las quintas notas de la misma forma que a las notas fundamentales. Los transistores y diodos pueden conectarse de esta forma en un sistema de órgano para lograr el acoplo de quintas, terceras, etc. Cuando S_1 está en la posición "desconexión", los transistores están bloqueados y el acoplo de las entradas queda eliminado.

Para mayor flexibilidad y simplicidad en el diseño, es preferible emplear placas de generadores de tono adicionales, funcionando cada una en un punto predeterminado por encima de la escala fundamental. Cada placa puede contener un oscilador maestro, un circuito integrado TOS y doce circuitos integrados TDA1008. Con este sistema se pueden elegir terceras, quintas y otras notas para todas las teclas junto con los efectos de "fase libre", tales como coros. Sin embargo, el sistema tiene desventajas, como por ejemplo el hecho de que cada oscilador requiera alineamiento individual y resulte difícil evitar el desplazamiento de frecuencia a largo plazo. Para evitar estas dificultades, suponiendo que no se necesitan los efectos de fase libre, se puede emplear sólo un oscilador maestro simple y se pueden obtener las notas para las placas del generador adicional (cada uno de ellos formado por un circuito TOS y doce TDA1008) a partir del TOS de la placa que contiene el oscilador. Con dos o más placas de generador se pueden seleccionar fácilmente las quintas, terceras, etcétera, para todas las teclas.

Conversión de onda cuadrada a onda en diente de sierra de las señales de salida del TDA1008

Tal como se mostró antes en la figura 8, la señal procedente de cada salida de tono (patillas 2 a 6) es una onda cuadrada. Esta señal tiene un ciclo de trabajo del 50% y por tanto contiene sólo armónicos impares. Desde el punto de vista del filtrado en órganos electrónicos, a veces se prefiere una onda en diente de sierra puesto que ésta contiene armónicos impares y pares. Las señales de salida de tono del TDA1008 pueden convertirse fácilmente en ondas en escalera, muy parecidas a las ondas en diente de sierra, efectuando sólo una modificación en el circuito de salida, como se muestra en la figura 17. En la figura 18 se muestran las formas de onda de salida típicas proporcionadas por este circuito y en la figura 19 se muestra el contenido de armónicos de estas ondas. El circuito de la figura 17 tiene la desventaja de que la señal original de salida de onda cuadrada no puede ser elegida.

El circuito se puede simplificar a la forma mostrada en la figura 20, donde los cinco resistores de carga R_1 a R_5 se conectan a un resistor R_6. Este resistor tiene un valor comprendido entre 50 y 100 Ω y se conecta en serie con la alimentación de +9 V. Si R_6 está en cortocircuito, se obtienen las señales de salida en onda cuadrada en las patillas 2 a 6. Al eliminar el cortocircuito, se producen ondas en escalera que tienen el contenido de armónicos mostrado en la figura 21. Si R_6 se sustituye por un resistor variable o por un circuito en el que se emplea un FET con su puerta excitada por un disparador de Schmitt, entonces se pueden producir una gran variedad de señales sintetizadas, formadas por ondas en escalera que tienen varias amplitudes de armónicos.

Cuando sólo se requiere una onda de salida en escalera, sin la "opción de onda cuadrada", se puede aplicar una nueva simplificación al circuito de la figura 17. Debido a que cada salida de tono es una fuente de corriente de alta impedancia, se puede conectar una patilla de salida de un TDA1008 directamente a las patillas correspondientes en los otros circuitos integrados del sistema y se emplea un simple resistor entre las conexiones comunes de las patillas y la alimentación de +9 V. En un sistema de órgano que emplea doce circuitos integrados TDA1008, todas las patillas 2 pueden conectarse juntas y alimentarse a partir de un resistor común de 680 Ω, como se muestra en la figura 22. Las otras cuatro salidas pueden interconectarse de forma similar con sólo cinco resistores alimentando un total de 60 patillas. Esta interconexión de patillas aplica una función AND a las señales de salida, dando lugar a ondas rectangulares con diferentes ciclos de trabajo. Por ejemplo, una onda rectangular con un ciclo del 12,5% crea un sonido extremadamente efectivo para un piano electrónico.

Circuitos de filtro

Aunque en este artículo no se describen los circuitos de fiiltro que se utilizan con las señales de salida del TDA1008, hay que hacer notar que sólo se deben emplear redes de filtro en paralelo. Las redes en serie

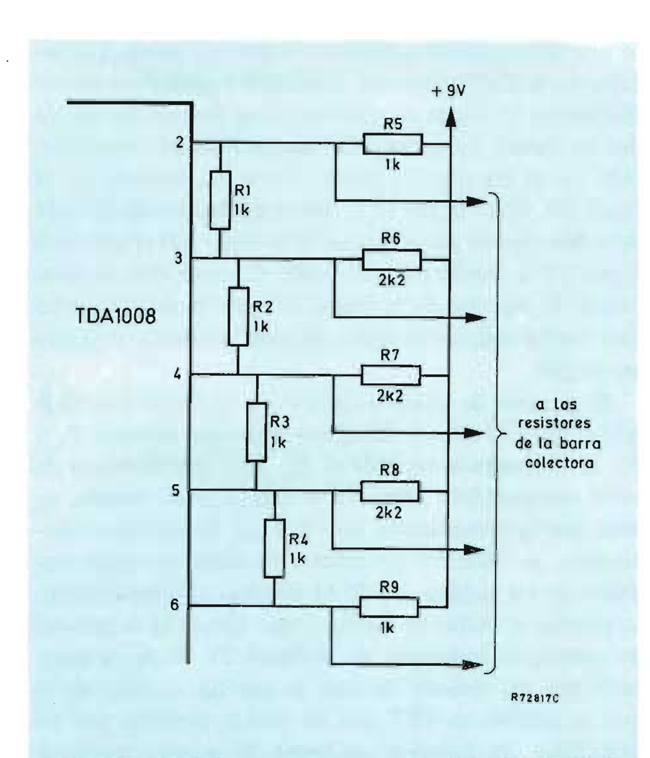


Figura 17. Modificación del circuito de salida del TDA1008 para producir una forma de onda de salida en escalera.

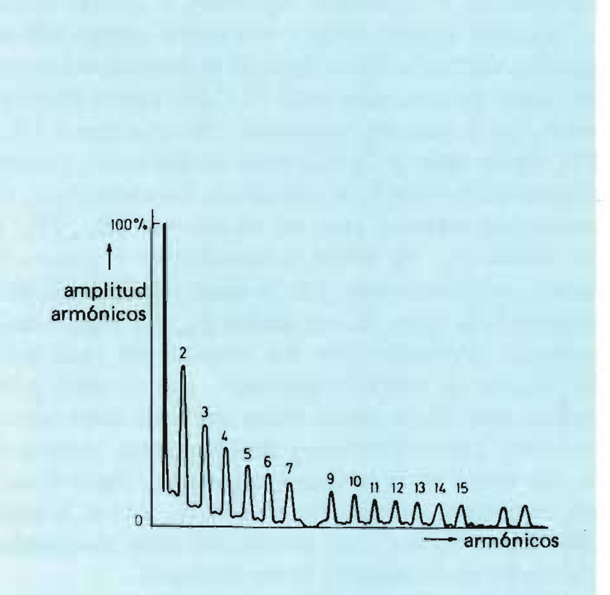


Figura 19. Contenido de armónicos de las formas de onda producidas por el circuito mostrado en la figura 17.

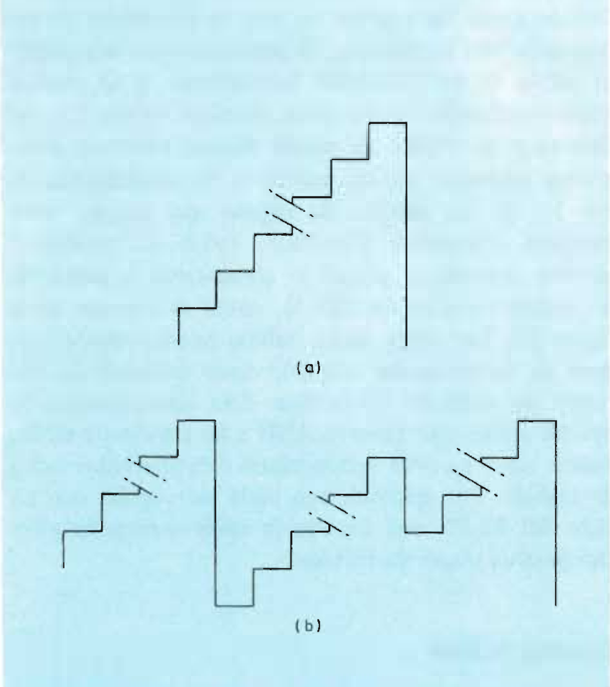


Figura 18. Formas de onda de salida típicas producidas por el circuito mostrado en la figura 17: (a) forma de onda de 32 escalones en la patilla 6; (b) forma de onda de 16 escalones en la patilla 5.

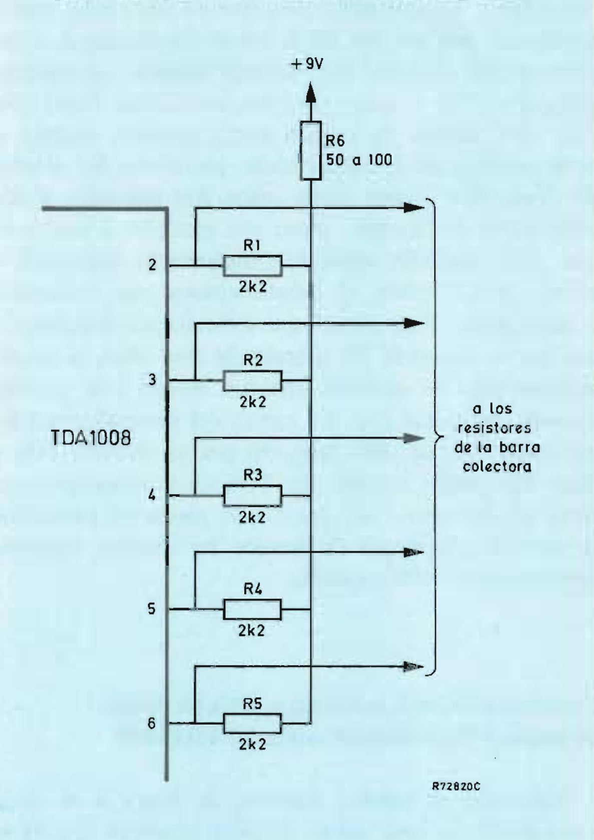


Figura 20. Disposición simplificada del circuito mostrado en la figura 17 para producir ondas cuadradas o en diente de sierra.

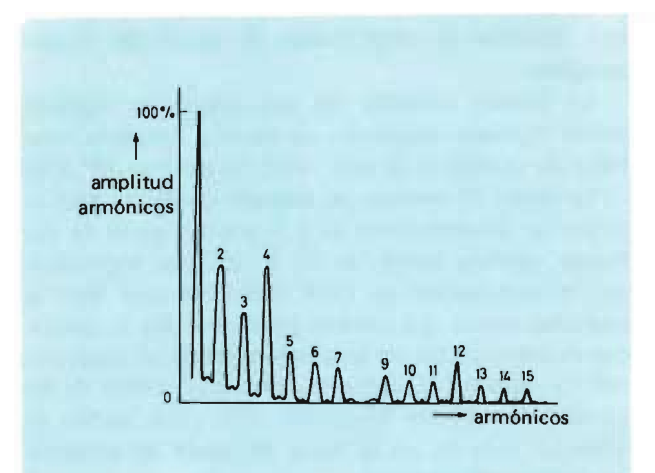


Figura 21. Contenido de armónicos de lás formas de onda producidas por el circuito mostrado en la figura 20.

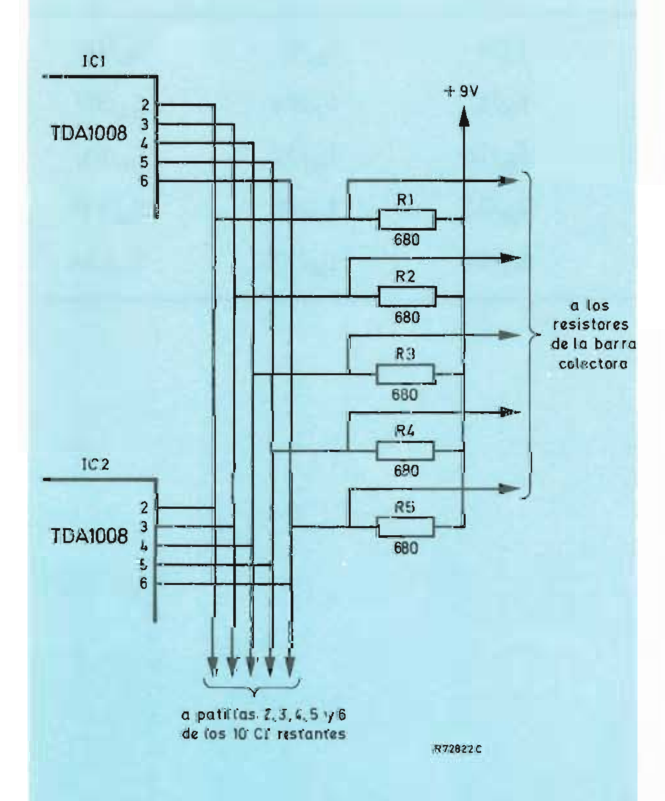


Figura 22. Simplificación adicional del circuito mostrado en la figura 17 para producir sólo ondas en escalera.

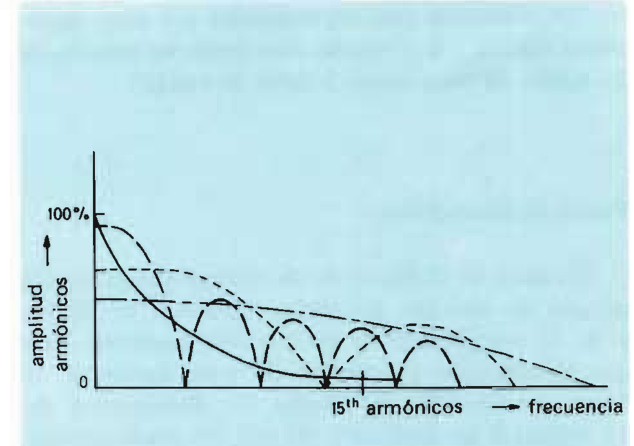


Figura 23. Contenido de armónicos de la forma de onda en diente de sierra, y de las formas de onda rectangulares que tienen varios ciclos de trabajo:

———————— diente de sierra,
— — — — — rectangular con un ciclo de trabajo de 12,5%,
- - - - - - - - rectangular con un ciclo de trabajo de 6,25%,
— - ——— - — rectangular con un ciclo de trabajo de 3,12%

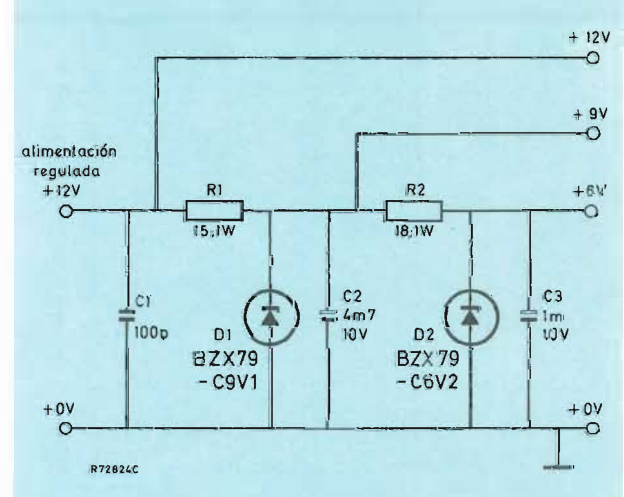


Figura 24. Circuito que proporciona salidas reguladas de 12 V, 9 V y 6 V.

no son adecuadas para ser empleadas con estos dispositivos debido a la forma de direccionar las notas hacia las salidas de tono (véase la tabla de verdad).

Fuente de alimentación

El diseño de la fuente de alimentación depende del número de circuitos integrados TDA1008 empleados y de la complejidad de los circuitos auxiliares. Para que los circuitos generadores de tono funcionen de forma satisfactoria, la tensión de alimentación de 12 V deberá ser regulada y filtrada. Se puede obtener esta alimentación de una fuente sin regular como la que alimenta el amplificador de audio del órgano completo.

La tensión obtenida de una fuente no regulada puede regularse empleando un circuito integrado regulador de tensión de la serie 7800, tal como el 7812CU.

La figura 24 muestra un método simple de proporcionar las alimentaciones de 9 V y 6 V a partir de una fuente regulada simple de 12 V. Es muy importante que la alimentación de +9 V esté totalmente libre de cualquier rizado que pudiera producirse por el generador de tono, y para un desacoplo efectivo, el condensador C_2 deberá conectarse lo más cerca posible de los circuitos integrados TDA1008. (Un valor mayor de 4700 μF para C_2 en la figura 24 puede ser necesario en algunas aplicaciones.) ■

Tabla de verdad del TDA1008

Patilla salida tono	Patilla entrada tecla 8	9	10	11	12
2	f_{in}	$f_{in}/2$	$f_{in}/4$	$f_{in}/8$	$f_{in}/16$
3	$f_{in}/2$	$f_{in}/4$	$f_{in}/8$	$f_{in}/16$	$f_{in}/32$
4	$f_{in}/4$	$f_{in}/8$	$f_{in}/16$	$f_{in}/32$	$f_{in}/64$
5	$f_{in}/8$	$f_{in}/16$	$f_{in}/32$	$f_{in}/64$	$f_{in}/128$
6	$f_{in}/16$	$f_{in}/32$	$f_{in}/64$	$f_{in}/128$	$f_{in}/256$

Bibliografía

PIERRE CHAUVIGNY

RECINTOS ACUSTICOS HI-FI
CONSTRUYALOS USTED MISMO
Paraninfo. Magallanes 25. Madrid 15
Un volumen de 188 páginas (21,5 x 15,5 cm). 1977



La finalidad de este libro es permitir a los melómanos construirse ellos mismos, con un coste de fabricación muy interesante, los recintos acústicos que deseen. Se dan todos los detalles y planos completos que permiten construir 12 recintos acústicos de estéticas diversas, adecuados para todas las necesidades y gustos.

Este libro no pretende ser un tratado de acústica ni de física, sino que es sencillamente una obra de vulgarización. Por ello, se ha tenido especial cuidado de hacer un texto claro y preciso, asimilable por todos, especialmente por los que no tienen un conocimiento profundo de electrónica.

El texto está dividido en dos partes: en la primera se da la teoría necesaria para la buena comprensión de la concepción y funcionamiento de los recintos acústicos. En la segunda parte se dan las reglas generales de construcción y ejemplos de realizaciones prácticas de recintos acústicos.

J. BROWN
E.V.D. GLAZIER

TELECOMUNICACIONES
Marcombo, S.A., Boixareu Editores. Gran Vía, 594. Barcelona-7
Un volumen de 436 páginas (31,5 x 26 cm). 1978



El término "telecomunicaciones" se considera generalmente que abarca todas las formas de comunicación punto a punto por medios eléctricos o de radio y también todos los métodos de radiolocalización y radionavegación.

En este libro, enfocado fundamentalmente para los estudiantes, el tema se ha desarrollado muy rápidamente pero de forma que los principios generales se comprenden con claridad, sin ocuparse de las descripciones de los circuitos electrónicos necesarios para las realizaciones prácticas.

Se supone que el lector posee un buen conocimiento de la teoría de circuitos de c.a. pero sólo precisa conocimientos elementales de la propagación de ondas magnéticas y circuitos electrónicos. En el apéndice A se incluye el estudio matemático de la transformada de Fourrier y otros métodos de análisis de redes, que ayudarán al lector a comprender los cálculos desarrollados en el texto.

H. BERNSTEIN

CIRCUITOS INTEGRADOS CMOS
Paraninfo. Magallanes, 25. Madrid-15
Un volumen de 296 páginas (31,5 x 25,5 cm). 1979



Este libro está dividido en dos partes; en la primera se hace una introducción a la tecnología CMOS y a los procedimientos MOS, con sus correspondientes datos técnicos y características de catálogo.

En la segunda parte se incluye una abundante colección de ejemplos de aplicación comprobados. La construcción de los circuitos es muy simple pues se emplean circuitos CMOS de la serie 4.000, de fácil adquisición en el mercado.

El índice resumido de la obra es:

Primera parte:
1. Introducción a la tecnología CMOS.
2. Tipos de CMOS.
3. Ejemplos de aplicación.

Segunda parte:
1. Técnica de circuitos.
2. Tecnología de los circuitos integrados.
3. Tipos de CMOS.
4. Ejemplos de aplicación.

R. KRETZMANN
J.M. ANGULO

ELECTRONICA Y AUTOMATICA APLICADAS A LA INDUSTRIA
Paraninfo. Magallanes, 25. Madrid-15
Un volumen de 676 páginas (31,5 x 25,5 cm). 1978



La rápida renovación que se está produciendo en la actualidad en todas las industrias exige cada vez más la ayuda de la electrónica para poder afrontar los constantes problemas del aumento de producción y la mejora del control de calidad.

Con este libro los autores intentan ayudar a los técnicos a ponerse al día en la evolución de los dispositivos electrónicos que se aplican en la industria.

La obra está dividida en cuatro partes: en la primera se estudian las válvulas de gas y de aplicación industrial; en la segunda, los semiconductores; en la tercera los dispositivos electrónicos que se emplean en la industria. Y finalmente, la cuarta parte está dedicada a los automatismos y circuitos lógicos, llegando a vislumbrar las posibilidades del microprocesador como una nueva dimensión dentro de la Electrónica Industrial.

INDICE DEL VOLUMEN 18

Página

Materiales y componentes

Audiofrecuencia

Radio y televisión

Revista Miniwatt. Publicada por Compañía de productos electrónicos "COPRESA" S.A. Balmes 22, Barcelona, 7. Dirección: Juan Garriga Pujol. Redacción: María Dolores Forns-Samsó. Delineación y compaginación: Victoria Campillo Grau. Suscripciones: María Angeles García Ferrer.

BASES DEL PREMIO SISTEMAS DE APLICACION EN TV "COPRESA"

1. Podrán concurrir a este concurso todos los autores que realicen un trabajo inédito sobre el tema que se menciona en estas bases, quedando exentas todas las personas de nuestra firma. Es condición necesaria que dicho trabajo no haya sido presentado anteriormente en ningún congreso, simposio, etc., ni publicado en alguna revista, semanario, etc. técnica nacional o extranjera.

2. El título del trabajo será "Estudio de soluciones prácticas para la obtención del rendimiento óptimo en el conjunto Alimentación-Salida de líneas-Generador de MAT en un receptor de televisión en color." El trabajo debe realizarse en torno a los transformadores DST (AT2076/30 ó AT2076/70). El circuito debe realizarse con componentes de fácil adquisición en el mercado, valorándose positivamente el contenido de componentes de fabricación nacional.

3. Los autores que participen en el **PREMIO SISTEMAS DE APLICACION EN TV COPRESA** deberán presentar:

   – una memoria con explicación descriptiva de la filosofía, funcionamiento y ventajas que aporta la solución estudiada,
   – un resultado de medidas,
   – un esquema teórico y una distribución práctica de componentes.

   La presentación de los trabajos deberá realizarse en folios mecanografiados a doble espacio y con una extensión máxima de la memoria de 30 folios.

4. El original se presentará con un título al cual seguirá un seudónimo. En un sobre cerrado aparte se incluirá el nombre y domicilio del autor. En el exterior del sobre se escribirá el título de la obra presentada seguido del seudónimo.

5. La fecha límite para la presentación de los trabajos será el día 20 de agosto de 1980.

6. Deben enviar sus originales y el sobre cerrado a: COPRESA, Depto. Técnico Consumer, Para el "Premio sistemas de aplicación en TV COPRESA", Balmes 22, BARCELONA-7.

7. Los premios serán:

   – Primer premio 100.000 Ptas.
   – Segundo premio 30.000 Ptas.

8. Los premios podrán ser declarados desiertos.

9. Durante la feria de Sonimag 1980 se realizará un acto de presentación pública de los trabajos de los concursantes finalistas. En dicha presentación se entregarán los premios, con asistencia de la prensa técnica.

10. El jurado estará formado por miembros de la Compañía de Productos Electrónicos COPRESA, S. A. Su decisión será inapelable.

11. Los originales premiados serán publicados por COPRESA y el resto serán devueltos a sus autores en los días siguientes a la concesión de los premios.

12. Los autores se responsabilizan de la originalidad de sus trabajos y se comprometen a asumir la defensa de cualquier demanda interpuesta por dicha causa.

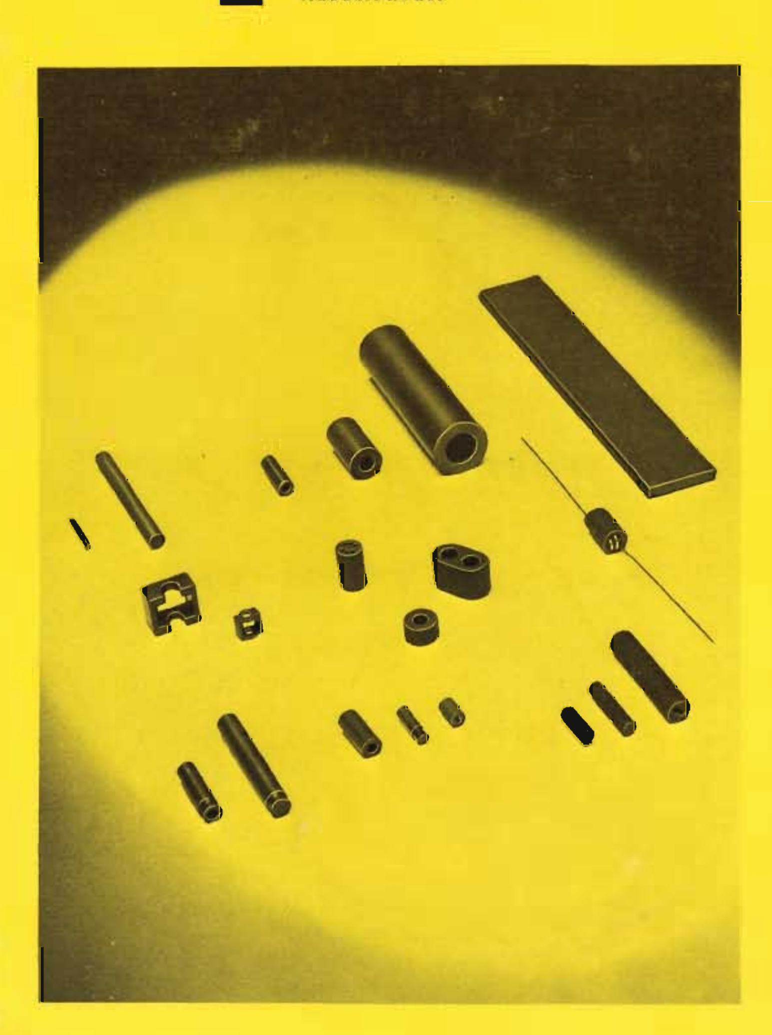
13. La concurrencia a estos premios supone la aceptación de estas bases.

Compañía de Productos Electrónicos COPRESA, S.A.
octubre 1979

Materiales de ferrita y de polvo de hierro

PARA APLICACIONES DE RADIO, AUDIO Y TELEVISION

Además de la amplia gama de grados y dimensiones disponibles, todos ellos de fabricación nacional, existe la posibilidad de crear el producto adecuado a sus necesidades.



Los productos de esta gama se presentan en distintas ejecuciones de acuerdo a su aplicación:

- varillas
- tubos
- cuentas
- tubos de seis orificios
- choques
- núcleos roscados
- núcleos perfilados
- marcos
- núcleos con cabeza de plástico
- barras de antena
- núcleos de polvo de hierro